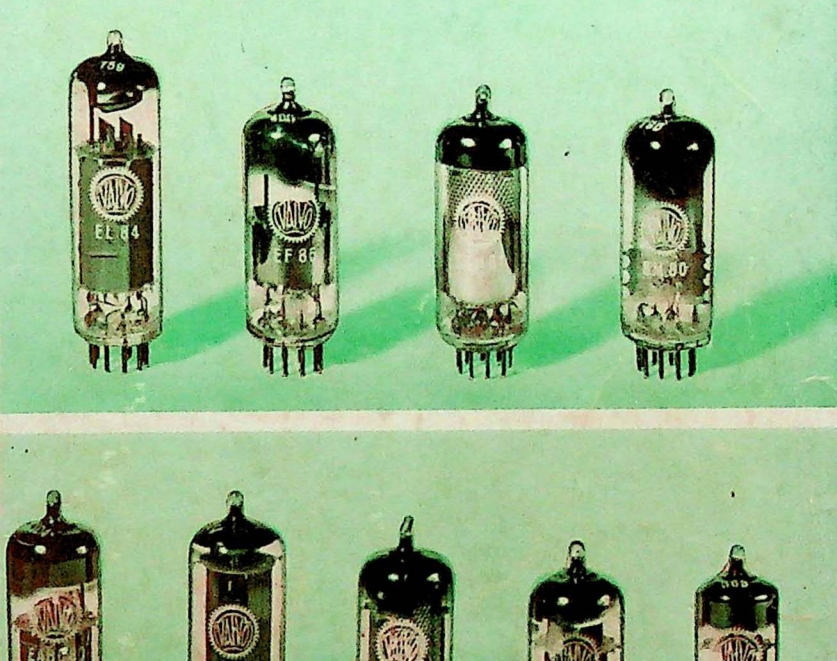
Elektronen-Röhren



TEIL 1: GRUNDLAGEN

LEHRMEISTER BÜCHEREI 3,-

Ing. Erwin Hiller DL3KL

Viele Abbildungen

Elektronen-Röhren

TEIL I

Grundlagen

von

Ing. Erwin Hiller

(DL 3 KL)

überarbeitete und verbesserte Auflage

mit 179 Bildern

Lehrmeister - Bücherei Nr. 2025

Albrecht Philler Verlag Minden (Westf)

Teil II behandelt die praktische Anwendung der Elektronen-Röhren.

Die Vorlagen zu den Bildern 33a und b, 34, 167 bis 179 wurden freundlicherweise von der VALVO GmbH. Hamburg zur Verfügung gestellt.

ALLE RECHTE VORBEHALTEN

Druck: Bad Druckerei, Bad Oeynhausen
Fadenlos gebunden bei Wilhelm Altvater, Todtenhausen über Minden/W.

56212

INHALTSVERZEICHNIS

Von Kennlinien, Leistung und Kurzschluß 5
Zeittafel der wichtigsten Entdeckungen und Erfindungen 14
Was Edison entdeckte 17
Die Röhre als Ventil 22
Der Ladekondensator 27
Gleichrichter 30
Anode und Kathode 33
Die Röhre erhält ein Gitter 41
Der Durchgriff 45
Die Steilheit 50
Arbeitskennlinien 56
Die Röhre in ihrer praktischen Anwendung 66
Der Richtverstärker 77
Das Audion 79
Gegentakt 83
Röhre mit mehreren Gittern 90
Röhrenkapazitäten 95
Die Kennlinie, wie man sie sich wünscht 100
Der Klirrfaktor 111
Hochfrequenzpentoden als Audion 122
Die Röhre bekommt eine besondere Kennlinie 124
Automatische Regelung 129
Modulationsverzerrung 137
Gleitende Schirmgitterspannung 139
Mischröhren für den Superhet 141
Mischsteilheit 146
Unerfreuliche Eigenschaften 148
Kann man Elektronen sehen? 156
Andere Verbundröhren 163
Misch-, Regel- und Anzeigeröhren in der Schaltung . . 168
Spanngitterröhren 186

Vorwort zur zweiten Auflage

Bei der Bearbeitung dieses Buches für die Neuauflage trat die Frage auf, ob die Röhren aus dem „alten Semester" nicht entfallen könnten. Aus den vielen Zuschriften aus Amateurkreisen konnte ich aber ersehen, daß gerade diese bereits älteren Röhrentypen in der Bastelkiste anzutreffen sind; außerdem ist es doch meistens so, daß für die Versuche des Anfängers möglichst wenig finanzieller Aufwand getrieben werden kann, so daß auch heute noch sehr gerne mit diesen älteren Röhren experimentiert wird.

Um die Arbeitsweise einer Röhre zu erklären, ist es prinzipiell gleichgültig, ob es sich um eine moderne Spanngitterröhre handelt oder um eine Triode AC 2 seligen Angedenkens. Begriffe wie Steilheit, Durchgriff usw. haben sich nicht geändert; deshalb habe ich mich nach sorgfältiger Überlegung entschlossen, im Interesse des Amateurs auf Beispiele älterer Röhrentypen nicht zu verzichten.

Erwin Hiller

Altena, 1962

Von Kennlinien, Leistung und Kurzschluß

Die Elektronenröhren sind aus der heutigen Technik nicht mehr wegzudenken, sie haben sich in einem Siegeszug ohnegleichen die Welt erobert. Dabei sind die Anwendungsgebiete der Elektronenröhren derart vielseitig. Vor allen Dingen wird man die Elektronenröhre in der Rundfunk- und Verstärkungstechnik ansprechen; auch sind die Funktionen der Röhren sehr verschieden, so daß wir uns langsam auf dieses Interessengebiet vorbereiten müssen. Man findet immer wieder neben den technischen Angaben sogenannte Kennlinien Diagramme usw. Um nun einer solchen Kennlinie dienen zu können, wollen wir mit einem kleinen Versuch beginnen.

Für den ersten Versuch werden ein 6-Volt-Akkumulator und ein 1-Ohm-Widerstand (50 Watt belastbar) mit einem Schiebewiderstand R von etwa 6 Ohm (für max. 6 Amp.) und einem Amperemeter A hintereinandergeschaltet (Bild 1). An die mit Kl bezeichneten Klemmen wird ein Drehspulvoltmeter (Meßbereich 6 Volt) angeschlossen, das also die Spannung mißt, die zwischen den Klemmen liegt. Es ist angenommen, daß der Akkumulator schon einige Zeit Strom geliefert hat und nur noch genau 6 Volt Spannung hat. In eine Tabelle trägt man nun in der einen Spalte die Stromwerte J, in der zweiten Spalte die Spannungswerte U (abgelesen an A bzw. V) ein, die sich bei verschiedenen Einstellungen des Schiebewiderstandes R ergeben. Steht R auf der „Aus"-Stellung, so zeigt A auf Null und V auf 6 Volt. Fließt ein Strom von 1 Amp., so zeigt V nur noch 5 Volt, bei 2 Amp. noch 4 Volt usw. bis schließlich dann, wenn R kurzgeschlossen ist, ein Strom von 6 Amp. fließt, jedoch zwischen den Anschlüssen Kl durch V überhaupt keine Spannung mehr gemessen werden kann ($U_{kl}=O$). Anschaulicher als eine Tabelle ist eine zeichnerische Darstellung, und in Bild 2 ist aus der dort zu findenen Tabelle eine solche gezeichnet. Nach rechts ist die

an V abzulesende „Klemmenspannung" (U_{kl}), nach oben der an A abgelesene Strom (J) eingetragen. Für jedes Wertepaar der Tabelle ergibt sich ein Punkt.

Die erste „Kennlinie". Die Punkte werden alle miteinander verbunden und ergeben so die „Kennlinie" des Systems Akkumulator/1=Ohm=Widerstand. Vorausgesetzt ist hier, daß — wie das in der Tat zutrifft — der „innere Widerstand" des Akkumulators außerordentlich klein ist, so daß die 1 oder 2 Milliamp. Belastung, die bei „Leerlauf", also offenem äußeren Kreis (A zeigt auf Null) fließen, als Belastung tatsächlich nicht ins Gewicht fallen. Im idealen Falle hätte der Akkumulator überhaupt keinen inneren Widerstand. Dann könnte man die links von den Klemmen Kl in Bild 1 liegende Serienschaltung des Akkumulators mit dem 1=Ohm=Widerstand auch so auffassen, als ob der Akkumulator die Quelle der „Elektromotorischen Kraft" darstelle, die einen Strom durch den äußeren Kreis (rechts von den Klemmen Kl) zu treiben bestrebt ist, und mit dieser Elektromotorischen Kraft (EMK abgekürzt) E ist der „innere Widerstand" der Stromquelle in Reihe geschaltet. Die EMK bedeutet, daß an dem einen Akkumulator=Anschluß — und zwar am negativen — ein Überschuß an kleinsten elektrischen Teilchen, den Elektronen,

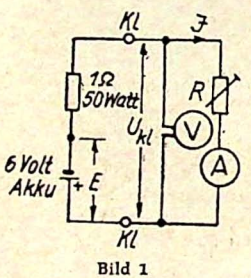
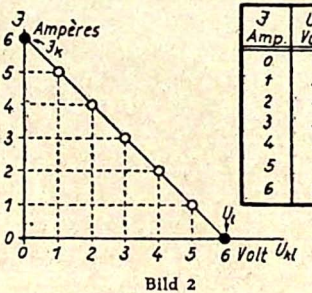


Bild 1



J Amp.	U_{kl} Volt
0	6
1	5
2	4
3	3
4	2
5	1
6	0

Bild 2

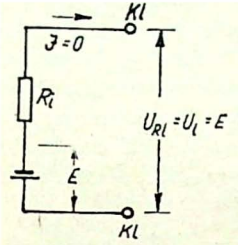


Bild 3

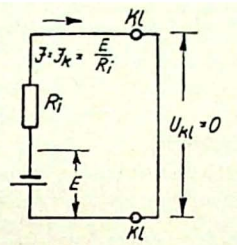


Bild 4

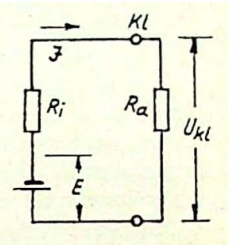


Bild 5

vorhanden ist, während am anderen Anschluß – am positiven – ein dauernder Mangel besteht, so daß sich dieser Unterschied durch den äußeren Kreis auszugleichen bestrebt ist.

Leerlauf und Kurzschluß. Sind die Klemmen Kl. offen (Bild 3), so wird man an ihnen mit einem Voltmeter ohne Stromverbrauch als Klemmenspannung (U_{kl}) die „Leerlaufspannung" U_l messen, die gleich der EMK ist (in Bild 1 also 6 Volt). Der Strom J ist dann Null. Verbindet man die Klemmen durch einen sehr starken Kupferleiter, der praktisch keinen Widerstand aufweist, so muß natürlich, weil Kurzschluß besteht, die Klemmenspannung zu Null werden (Bild 4). Dafür aber treibt die EMK durch den inneren Widerstand R_i und den äußeren Kurzschluß den „Kurzschluß-Strom" $J = J_k$ (in Bild 1 also 6 Amp.), den man ausrechnen kann, indem man die EMK durch R_i dividiert (Ohmsches Gesetz!): $J = \frac{E}{R_i}$. Bei Vergleich mit Bild 2 findet man sofort die beiden für Leerlauf und Kurzschluß geltenden Punkte dort, wo der Strom bzw. die Spannung zu Null geworden sind. Alle dazwischen liegenden Fälle müssen noch gesondert erfaßt werden.

Zwischen Leerlauf und Kurzschluß. Man braucht also noch einige Angaben darüber, welche Werte die Klemmenspan-

nung U_{kl} und der Strom J annehmen, wenn man an Stelle von Leerlauf oder Kurzschluß einen beliebigen „äußeren Widerstand" R_a an die Klemmen Kl legt (Bild 5). Zunächst sei nach dem Ohmschen Gesetz wieder der Strom ausgerechnet. Er ergibt sich dadurch, daß man die EMK (E) durch die Summe aller Widerstände (hier also $R_i + R_a$) dividiert, durch die sie Strom zu treiben hat.

Man bekommt also den Strom $J = \frac{E}{R_i + R_a}$. Daß das stimmt, kann man nach Bild 1 und 2 feststellen. R_i beträgt dort 1 Ohm, und wenn man den äußeren Widerstand R_a 5 Ohm macht, so muß die EMK von 6 Volt durch die Summe dieser Widerstände einen Strom von 6 dividiert durch (1 + 5 = 6) gleich 1 Amp. treiben. Bild 2 bestätigt das, und auch die eben gegebene Buchstabenrechnung birgt in sich den Beweis. Bei Kurzschluß wird ja $R_a = 0$, und dann bekommt man eben die Rechnung für den Kurzschlußstrom! Nun wird noch die Klemmenspannung benötigt. Auch sie kann man nach dem Ohmschen Gesetz ausrechnen, das ja besagt, daß die Spannung an einem Widerstand — hier R_a — gleich ist dem Widerstandswert multipliziert mit dem ihn durchfließenden Strom, also $U_{kl} = J \cdot R_a$ oder, weil J schon ausgerechnet ist (s. oben), bekommt man für $U_{kl} = \frac{E \cdot R_a}{R_i + R_a}$.

Zu diesem Ergebnis könnte man auf andere Weise kommen, indem man nämlich sagt: das Verhältnis der Klemmenspannung zur elektromotorischen Kraft ist gleich dem Verhältnis des äußeren Widerstandes zur Summe des äußeren und des inneren Widerstandes. Bringt man dann die EMK auf die andere Seite der Formelgleichung, so bekommt man das eben ausgerechnete Ergebnis. Auch seine Richtigkeit kann man an Hand von Bild 2 überprüfen und auch dadurch, daß man R_a über alle Maßen groß werden läßt (unendlich groß), denn dann wird die Klemmenspannung wieder gleich der EMK.

Die Leistung. Jetzt wäre vielleicht noch interessant, welche Leistung denn die Serienschaltung des 6-Volt-Akkumulators mit dem 1-Ohm-Widerstand abzugeben vermag. Leistung ist ja Spannung mal Strom und man kann sie aus dem Bild 2 für jedes zusammengehörige Wertepaar ablesen. Bei 1 Volt Klemmenspannung ist (Strom 5 Amp.) die in R verbrauchte Leistung demnach 5 Watt, bei 2 Volt und 4 Amp. 8 Watt usw., bis bei 6 Volt und 0 Amp. überhaupt keine Leistung abgegeben wird, andererseits wird bei 0 Volt und 6 Amp. ebenfalls keine Leistung abgegeben. Wer sich noch an die einfachen Grundbegriffe der Geometrie aus der Schule erinnert, erkennt, daß die Rechtecke in Bild 2 in ihrer Fläche der an den äußeren Kreis abgegebenen Leistung entsprechen. Er wird auch feststellen, daß — wie ja auch nachgerechnet werden kann — bei 3 Volt und 3 Amp. (entsprechend einem äußeren Widerstand von 1 Ohm) mit 9 Watt die größte Leistung abgegeben wird. Betrachtet man andererseits die in dem inneren Widerstand von 1 Ohm nutzlos verlorengehende Leistung, so findet man, daß sie bei Kurzschluß 36 Watt beträgt, um bei 1 Ohm äußerem Widerstand auf 9 Watt zu sinken, bei noch größeren äußeren Widerständen jedoch noch kleiner zu werden, bei unendlich großem äußeren Widerstand schließlich zu Null.

Anpassung. Ist also bei einer gegebenen EMK und festliegendem Innenwiderstand R_i nach der größtmöglichen, an R_a abgebbaren Leistung gefragt, so kann man sagen, daß dann, wenn R_a gleich R_i ist, an R_a die größte Leistung abgegeben wird, die gleich der Leistung ist, die in R_i verbraucht wird. Man kann sich wieder in Form einer Tabelle oder — übersichtlicher — einer Kurve aufzeichnen, indem man das Verhältnis des Außenwiderstandes zum Innenwiderstand, R_a/R_i, und die bei den einzelnen Werten auftretenden Leistungen an R_a in Watt (N) zusammenstellt, so wie das mit den Werten von Bild 2 in Bild 6 geschehen ist. Daraus ersieht man, daß eine

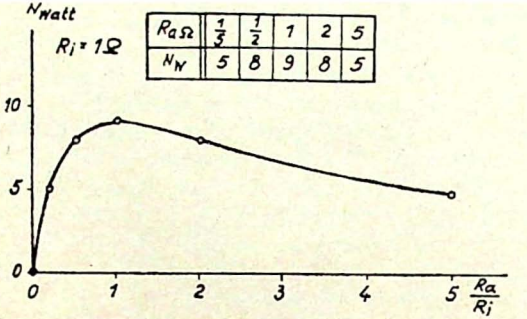


Bild 6

Abweichung von R_a insbesondere nach größeren Widerstandswerten auf die Leistung nicht so viel ausmacht wie eine Abweichung nach der entgegengesetzten Seite, und daß man z. B. bei einem R_a, der doppelt so groß ist wie R_i, an Leistung nur etwa 11 % verliert. Man spricht in dem Falle $R_a = R_i$ wohl auch von „Anpassung" und bei größerem R_a von „Überanpassung", bei kleinerem von „Unteranpassung".

Daran ändert sich auch nichts, wenn man statt der „Gleichstromquelle" eine „Wechselstromquelle" setzt, bei der also die EMK dauernd periodisch die Richtung wechselt und ebenfalls ein innerer Widerstand vorhanden ist. Es ergeben sich dann eben Wechselströme und -spannungen in Effektivwerten, die $1/2$ oder 0,707 mal den Höchst-(Amplituden)-Werten sind. Daß an die Stelle der rein ohmschen Widerstände nunmehr auch „Wechselstromwiderstände" wie Kondensatoren oder Spulen treten können, sei nur erwähnt, ohne hier näher darauf einzugehen.

Ein „Ersatz-Schaltbild wird gezeichnet. Für diejenigen, die Freude an kleinen Rechnungen haben, sei hier noch ein kleiner Kunstgriff gezeigt. Weiter oben war für die Klemmen-

spannung U_{kl} bei beliebigem Wert R_a (zwischen Null und unendlich) gesagt worden, daß $U_{kl} = \frac{E \cdot R_i}{R_i + R_a}$ sei. Multipliziert man nun die rechte Seite dieser Formel oben und unten (Zähler und Nenner) mit R_i, so bekommt man – etwas anders geschrieben – heraus:

$U_{kl} = \frac{E}{R_i} \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$. E/R_i ist aber der weiter oben ausgerechnete „Kurzschlußstrom", und der Rest der Formel rechts gibt an, welchen Widerstandswert (R') man erhält, wenn man R_i und R_a parallel schaltet! Man kann also durch diesen Kunstgriff Bild 5 umzeichnen in das „Ersatz-Schaltbild" Bild 7, bei dem der Kurzschlußstrom J_k auf die Parallelschaltung von R_i und R_a fließt und an dem sich daraus ergebenden Widerstand R' die Klemmenspannung U_{kl} = Kurzschlußstrom mal R' liefert. Auch hierfür sei an Hand von Bild 2 der Beweis der Richtigkeit geliefert. Der Kurzschlußstrom ist hier 6 Amp. Es sei angenommen, daß der äußere Widerstand 2 Ohm und der innere Widerstand 1 Ohm betragen. Die Parallelschaltung beider Widerstände liefert den Wert R' = $^2/_3$ Ohm, und dieser mit dem Kurzschlußstrom multipliziert ergibt wieder 4 Volt. Ein Vergleich mit Bild 2, wo

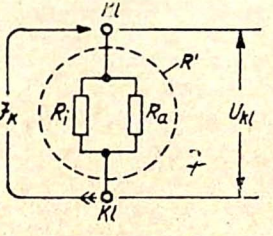


Bild 7

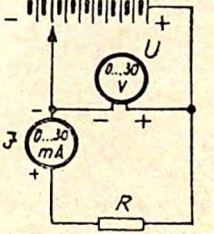


Bild 8

bei 4 Volt 2 Amp. fließen, der Widerstand R_a also $^1/_2$ oder 2 Ohm beträgt, bestätigt die Richtigkeit der Rechnung.

Wir nehmen andere Kennlinien auf. Für den nächsten Versuch werden außer einem Milliamperemeter mit einem Meßbereich bis ca. 30 mA und einem Voltmeter bis 30 Volt eine 30-Volt-Batterie und einige 1-Watt-Widerstände von 500 Ohm, 1000 Ohm und 3000 Ohm benötigt. Die einfache Schaltung ist in Bild 8 wiedergegeben. Die Batterie wird mit dem Milliamperemeter J und einem der Widerstände R hintereinandergeschaltet. Die Batterie B sollte unterteilt sein, so daß man Zwischenspannungen abgreifen kann. Diese Spannung wird am Voltmeter U abgelesen. Man kann die Versuchsergebnisse wieder wie oben in einer Tabelle zusammenstellen, in diesem Falle sei jedoch nur die zeichnerische Darstellung gezeigt. Wie der Strom J durch R steigt, wenn man die Spannung U von Null ausgehend immer höher macht, ist aus Bild 9 für drei verschiedene Widerstandswerte zu ersehen. Für den 1000-Ohm-Widerstand wurde von 10 zu 10 Volt gemessen, so daß sich 4 Punkte ergaben, die miteinander verbunden wurden.

Es ergab sich eine gerade Linie. An jeder Stelle dieser Geraden kann man ein Stück herausgreifen, das beispielsweise 10 Volt entspricht und die entlang diesem Stück auftretende Steigerung der Geraden in Milliamp. (mA) ablesen, in diesem Falle also 10 mA. Dividiert man 10 Volt durch 10 mA oder 0,01 Amp., so erhält man 1000 Ohm, die Sache stimmt also und es ist einzusehen, daß das entlang der ganzen für den Widerstand kennzeichnenden Linie, die man also auch als eine „Kennlinie" bezeichnen könnte, so sein muß, daß diese also eine Gerade ist. Für den 500-Ohm-Widerstand ergab sich, wie erwartet, als Kennlinie eine Gerade, die eine andere Steigung hat. Für 2 Volt Spannungsänderung steigt sie nämlich um 4 mA, sie hat also eine größere Steigung als die für einen 1000-Ohm-Widerstand. Beim 1000-Ohm-Wider-

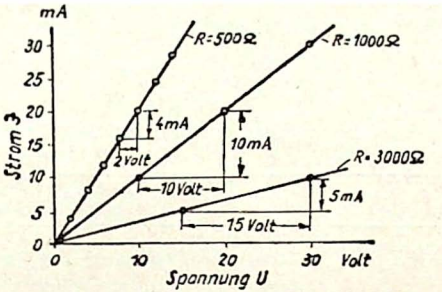


Bild 9

stand wurde die „Aufnahme der Kennlinie" vereinfacht, indem nur bei 30 Volt gemessen wurde, denn es mußte sich ja eine Gerade durch den zu 30 Volt und 30 mA gehörenden Punkt und den Nullpunkt ergeben.

Die letzte Gerade hat eine viel geringere Steigung als die beiden anderen und man kann ganz allgemein sagen, daß in einer Zeichnung, die ähnlich Bild 9 die Abhängigkeit des Stromes von der Spannung darstellt (Spannung nach rechts, Strom nach oben wachsend), ein Vergrößern der Kurvensteigung für einen bestimmten Abschnitt gleichbedeutend mit einem Vermindern des Widerstandes ist (und umgekehrt).

Bevor wir im einzelnen auf die Versuche mit Elektronenröhren eingehen, ist es unerläßlich, einen kurzen Rückblick auf die Entwicklung der Elektronenröhre — und hierbei im besonderen auf die Rundfunkröhre — zu werfen. Hierbei wird man erkennen, welch mühevollen Weg Forschung und Entwicklung zurücklegen mußten, bis aus den uns heute primitiv anmutenden ersten Versuchsgebilden die kompliziert aufgebauten Systeme unserer modernen Rundfunkröhren entstehen konnten. Nachstehende Übersicht vermittelt, uns einen zeitlichen Überblick über die wichtigsten Entdeckungen und Erfindungen.

Zeittafel der wichtigsten Entdeckungen und Erfindungen

Tabelle I. Von der Elektronenröhre zur Rundfunkröhre

Jahr	Erfinder	Erfindung bzw. Entwicklungsproblem
1883	T. A. Edison	Zufällige Endeckung des Emissions- und Gleichrichtereffektes (Vakuumröhre)
1898	P. Lenard	Verwendung einer elektrostastisch wirkenden Hilfselektrode für Kathodenstrahlversuche
1901	O. W. Richa ..so..	Elektronen-Emissionstheorie deutet Edisoneffekt
1902	C. Hewitt	Relaiswirkung durch magn. Lichtbogensteuerung (Steuerung einer Ionenentladung)
1903	P. Lenard	Verwendung von Maschengittern zur elektrostastischen Geschwindigkeitssteuerung
1903	A. Wehnelt	Stellt vorzügliche Emissionseigensch..t der Oxyde von Erdalkalimetallen fest (Oxydkathode)
1904	J. A. Flemming	Verwendung der Elektronenröhre al Hochfrequenzgleichrichter
1906	R. v. Lieben	Vakuum-Verstärkerröhre mit magnetischer Steuerung des Elektronenstromes
1906	L. de Forest	Detektorröhre mit Plattensteuerung
1907	L. de Forest	Audionpatent (Eingitterröhre)
1908	J. A. Flemming	Wolframheizfaden für Elektronenröhren

Jahr	Erfinder	Erfindung bzw. Entwicklungsproblem
1910	R. v. Lieven	Gitterpatent (Verstärkerröhre mit Quecksilberdampffüllung)
1910	J. Langmuir	Emissionsverbesserung durch Thoriumfaden
1911	O. v. Bronk	Hochfrequenzverstärkung
1912	AEG	Serienfabrikation von Lieben-Röhren
1912	L. de Forest	Rückkopplung
1912	G. Leithäuser	Bremsgitteranordnung für Kathodenstrahluntersuchungen
1913	J. Langmuir	Raumladegitterschaltung (Patent)
1913	Meißner	Schwingungserzeugung durch Rückkopplung
1913	J. Langmuir	Bedeutung des Hochvakuums für die Raumladung
1914	Telefunken	Gründung des Röhrenlaboratoriums
1915	W. Schottky	Steilheitvergrößerung durch Doppelsteuerung (Patent)
1915	Nicholson	Indirekt geheizte Röhre
1916	W. Schottky	Schutzgitterpatent
1919	Hull	Schirmgitterpatent
1926	G. Jobst	Pentodenpatent
1932	K. Steimel	Hexodenpatent

Die Bezeichnung der Röhren durch Buchstaben ist nicht willkürlich genommen worden, sondern zeigt dem Kenner mit einem Blick die Typenreihe der Röhre. Für jede Heizart ist eine Reihe verschiedener Röhrentypen vorhanden, die man zusammen als Röhre einer bestimmten Serie bezeichnet.

1. Buchstabe (Kennzeichnet die Heizung)	2. und folgende Buchstaben kennzeichnen das Elektrodensystem	Ziffern hinter den Buchstaben kennzeichnen den Röhrensockel
A 4 V Wechselstrom parallel	A Diode	1—19 verschiedene Sockel: Stiftsockel
C 200 mA Gleich- oder Wechselstrom, Serie	B Duodiode	Außenkontaktsockel
D 1,4 V, 1,25 V 0,625 V Batterie, Parallel und Serie	C Triode	Stahlröhrensockel
E 6,3 V Wechselstrom Parallel, z. T. auch Serie	D Triode, Leistungsverstärker	Oktalsockel
G 5 V Wechselstrom Parallel	H Hexode oder Heptode	20—29 achtpoliger Loktalsockel (Schlüsselröhrensockel) außer der D2ler Serie und DF 22
K 2 V Batterie Parallel	K Oktode oder Heptode	30—39 Oktalsockel
P 300 mA Gleich- und Wechselstrom, Serie	L Leistungs-Pentode oder -Tetrode	40—49 8-poliger Rimlocksockel
U 100 mA Gleich- und Wechselstrom, Serie	M Abstimmanzeiger	50—64 9-poliger Loktalsockel und Spezialröhren mit verschiedenen Sockeln
V 50 mA Gleich- und Wechselstrom, Serie	P (Nur als 3. Buchstabe) Sekundäremissionsröhre	65—79 Subminiaturausführung
	Q Enneode	80—89 Novalsockel
	X gasgefüllter Zweiweggleichrichter	90—99 7-polige Miniaturausführung
	Y Einweggleichrichter	
	Z Zweiweg-Gleichrichter	

Was Edison entdeckte

Die Gleichrichterwirkung der Zweielektrodenröhre und ihre Anwendung

Bei den verschiedensten Versuchen mit Glühlampen schmolz Edison auch einmal in den Glaskolben einer gewöhnlichen Glühlampe (Gl in Bild 10) außer dem Glühfaden F noch eine kleine Metallplatte (P) an einem Draht ein und ließ den Kolben, der allseitig gut geschlossen war, luftleer pumpen. An die beiden Enden des Fadens (F) schloß er eine Batterie (FB) an, die den Faden zu heller Glut brachte. Außerdem stellte er einen zweiten Stromkreis her, indem er an den Draht (a), der zur Platte P führte, einen empfindlichen Strommesser (J) und an diesen den Pluspol einer Batterie (PB) anschloß. Den Minuspol der Batterie verband er mit dem einen Fadenende. Obgleich doch zwischen dem Faden und der Platte innerhalb des Glaskolbens keinerlei leitende Verbindung vorhanden und auch die Luft ausgepumpt war, zeigte das Meßinstrument einen Strom an, der nach den landläufigen Begriffen vom Pluspol der Batterie PB über das Instrument J und den Zwischenraum zwischen der Platte P und dem Glühfaden F zum Minuspol der Batterie zurückfloß.

Das Glühen des Fadens ist wichtig. Dieser „Edison-Effekt" war zunächst überraschend, denn wie konnte über das „Nichts" zwischen P und F ein elektrischer Strom fließen. Die Erklärung fand sich bald: unterbrach man nämlich die eine der Leitungen nach F, so daß also der Faden aufhörte zu glühen, weil ihn kein Strom mehr durchfloß, so hörte auch der von der Batterie PB stammende Strom auf zu fließen. Letzterer mußte also mit dem Glühen des Fadens etwas zu tun haben. Und in der Tat trifft das auch zu. In jedem Metall sind eine große Zahl kleinster elektrischer Teil-

chen, Elektronen, vorhanden, und wenn man den Draht stark erhitzt, so treten sie aus dem Draht aus. Ist der Glühdraht in einem luftleer gepumpten Gefäß untergebracht, so sammeln sie sich in der Nähe des Drahtes und bilden dort eine „Wolke". Eine große Elektronenansammlung bedeutet aber, daß ein solcher Punkt negativ elektrisch gegenüber der Umgebung ist. Wenn man die Platte über ein sehr empfindliches Meßinstrument direkt an das eine der beiden Fadenenden anschließt, also die Batterie PB ganz wegläßt, so zeigt das Instrument in der Tat einen sehr schwachen Strom an. Das deutet darauf hin, daß einige wenige Elektronen den Glühfaden und die ihn umgebende Elektronenwolke verlassen, an der ja Elektronenmangel herrscht, und weiterfliegen. Verstärkt man den Elektronenmangel an der Platte dadurch, daß man an sie den Pluspol einer Batterie — eben PB in Bild 10 — schaltet, und den Elektronenüberschuß am Glühfaden dadurch, daß man den Minuspol an den Faden anschaltet, so wird eine große Zahl Elektronen durch den freien Raum zwischen F und P fliegen und ein leicht meßbarer Strom durch J angezeigt werden. Man muß sich hier erinnern, daß die Elektronen immer von − nach + fliegen, während man früher — bevor man von den Elektronen etwas wußte — annahm, daß der Strom von + nach − fließe!

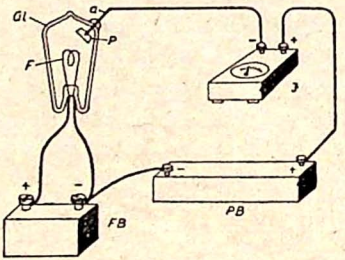


Bild 10

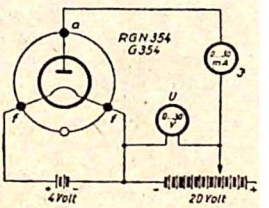


Bild 11

Die Kennlinie einer Gleichrichterröhre wird gemessen. Je größer man die Spannung der Batterie wählt, je größer also der Elektronenmangel an P gemacht wird bzw. je größer der Elektronenüberschuß an F, desto größer ist auch der durch diese „Zweielektrodenröhre" (zwei Elektroden, nämlich F und P!) fließende Strom.

Den Versuch Edisons kann man mit einer kleinen Gleichrichterröhre leicht nachmachen, denn auch sie enthält einen Glühfaden und eine „Platte", die allerdings hier den Faden ringsherum umgibt. Eine derartige Röhre ist die RGN 354/G 354, wie sie in Einkreisern für Wechselstromanschluß verwendet wurde. Die Schaltung für den nächsten Versuch ist in Bild 11 zu finden. Die Gleichrichterröhre, von der auch gleich die Sockelschaltung gezeichnet ist, wird mit dem Heizfaden f an eine 4-Volt-Batterie angeschlossen, deren Minuspol gleichzeitig mit dem Minuspol einer zweiten Batterie mit insgesamt 20 Volt und Abgriffen bei je 1,5 Volt (z. B. sog. Gittervorspannungsbatterie) verbunden ist. Mit einem Stecker wird an dieser Batterie eine zwischen 0 und 20 Volt einstellbare Spannung abgegriffen und über das Meßinstrument J mit einem Meßbereich bis 30 mA der Platte der Röhre (Anschluß a) zugeführt. Die an der Batterie abgenommene Spannung kann durch das Voltmeter U gemessen werden. Der Versuch wird nun in ganz ähnlicher Weise durchgeführt wie zu Bild 8 beschrieben und die Werte für Strom und Spannung jeweils wieder in einer Tabelle notiert (Bild 12 links oben).

Nach dieser Tabelle läßt sich dann in der nun schon bekannten Weise eine „Kennlinie" zeichnen, die ebenfalls Bild 12 zeigt. Sie steigt zwar ähnlich derjenigen eines einfachen ohmschen Widerstandes mit steigender Spannung an, jedoch nicht mehr geradlinig, sondern in gekrümmter Linie, die sich erst bei größeren Spannungen als etwa 10 Volt einer Geraden nähert, sehr nahe dem Nullpunkt jedoch mit außerordenlich kleiner Steigung verläuft.

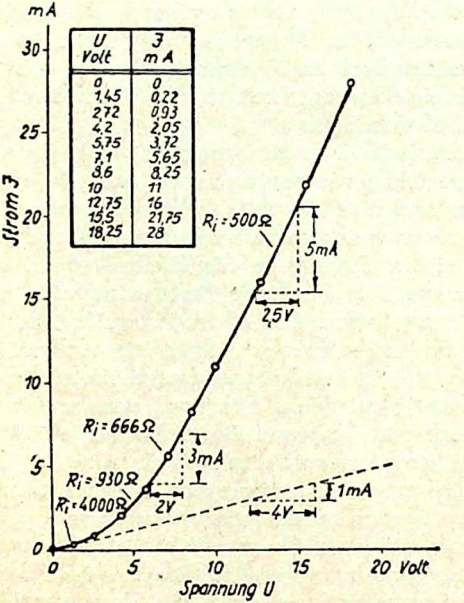


Bild 12

Die Röhre ähnelt einem Widerstand. Es war oben schon auseinandergesetzt worden, was das bedeutet: am Anfang der Kennlinie ist der Widerstand, den die Röhre dem durchfließenden Strom bietet, ihr „innerer Widerstand", sehr groß und erst bei größeren Spannungen sinkt er. An einigen Stellen der Kennlinie in Bild 12 sind die Widerstandswerte ausgerechnet, sie ergeben sich wieder aus der Steigung der Kennlinie in mA für einen bestimmten Spannungsintervall, in dem man letztere durch ersteren dividiert, also z. B. 2,5 Volt durch 5 mA = 500 Ohm oder 2 Volt durch 3 mA = 666 Ohm usw. In stark gekrümmten Kennlinienteilen kann

man, genau genommen, nicht einfach ein ganz großes Kennlinienstück herausgreifen, da es ja gekrümmt ist und sich an ihm entlang die Steigung stetig ändert. Man hilft sich dann einfach so, daß man in dem zu untersuchenden Punkt die Gerade zeichnet, die in ihm die Kurve berührt (sog. Tangente, Berührende). Das ist in Bild 12 z. B. für den nahe am Anfang liegenden Teil durchgeführt (gestrichelte Gerade) und dann aus der Steigung dieser Geraden der Innenwiderstand der Röhre ausgerechnet (4 Volt dividiert durch 1 mA oder 0,001 Amp. = 4000 Ohm). Daß auch bei der Spannung 0 Volt u. U. ein sehr geringer Strom fließt, ergibt sich (s. a. weiter oben) daraus, daß einige Elektronen mit hinreichend großer Geschwindigkeit den Faden verlassen und so bis zur Platte fliegen können.

Andersherum fließt kein Strom. Einen anderen Versuch, den Edison seinerzeit machte, kann man ebenfalls wiederholen: Man vertauscht die Anschlüsse zur 20-Volt-Batterie. Dann wird also der Faden positiv und die Platte negativ. Man kann nun die Spannung einstellen wie man will, nie wird man einen Strom feststellen können, und das konnte man sich eigentlich vorher auch schon denken, denn die Elektronenanhäufung an der Platte ist ja jetzt viel größer als auf dem Glühfaden, und zu ihr hin können keine Elektronen fliegen. Es kommt also auch kein Strom durch die Röhre zustande, mit anderen Worten, sie sperrt den Strom, wenn die Platte negativer als der Faden ist, sie stellt einen „gerichteten" Widerstand dar. Ein Gebilde, das den Strom (im Sonderfalle einen „Wasserstrom") nur in einer Richtung fließen läßt, nennt man sonst „Ventil", und weil in den Glaskolben der Röhre eine hochgradige Luftleere, ein hohes Vakuum herrscht, nennt man sie wohl auch „Hochvakuum-Ventil" („Ventilröhre").

Die Röhre als Ventil

Verwendung der Röhre als Ventil. Über die Ventilwirkung der Zweielektrodenröhre, die deutsch als Zweipolröhre, griechisch als Diode bezeichnet wird, kann man sich durch einige weitere Versuche Klarheit verschaffen. Man braucht dazu u. a. einen einfachen Klingeltransformator, der auf der Niederspannungsseite üblicherweise 3, 5 und 8 Volt abgibt, das bei früheren Versuchen schon benutzte Drehspul-Milliamperemeter und eine Röhre mit „Heizbatterie" (4 Volt) für den Glühfaden, sowie einen einfachen Dektorempfänger. Ändert man zunächst die Versuchsbedingungen von Bild 8 entsprechend Bild 13 ab, so kann man aus der Batterie B mit dem Potentiometer an den Widerstand R, den wir hier zu 500 Ohm wählen wollen, eine positive oder negative Spannung legen, die mit dem Voltmeter V gemessen wird, während das Amperemeter A den Strom durch den Widerstand R anzeigt.

Da der Widerstand den Strom in beiden Richtungen gleichgut durchläßt, bekommt man als „Kennlinie" in diesem Falle also (vgl. Bild 9) eine durchgehende gerade Linie, die

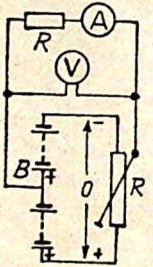


Bild 13

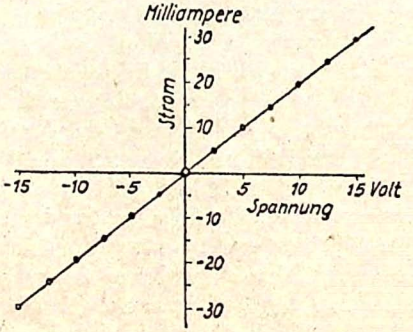


Bild 14

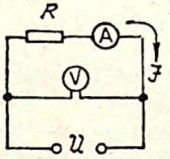


Bild 15

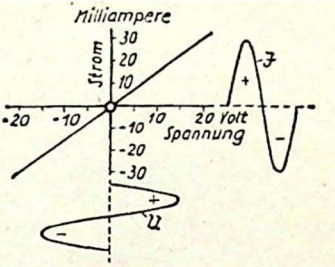


Bild 16

sich von negativen Strömen und Spannungen durch den Nullpunkt (keine Spannung, daher kein Strom) zu positiven Spannungen und positiven Strömen erstreckt (Bild 14).

Es ist einleuchtend, daß der Strom alle Spannungsänderungen getreulich mitmacht und daß sich daran auch nichts ändern würde, wenn wir etwa den Strommesser durch einen solchen für Wechselstrom, das Voltmeter durch ein solches für Wechselspannungen und endlich die Batterie mit dem Potentiometer durch eine Wechselspannungsquelle (U in Bild 15) ersetzen würden (vgl. auch S. 11). Dann durchfließt eben den Widerstand R ein Wechselstrom J (Bild 16).

Schaltet man den Klingeltransformator (KT in Bild 17) an das Wechselstromnetz (nicht ans Gleichstromnetz anschließen!) und verbindet man seine Niederspannungsklemmen in der gezeigten Weise unter Zwischenschalten eines 500-Ohm-Widerstandes mit dem Milliamperemeter, so wird man

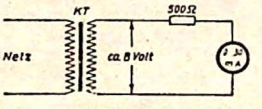


Bild 17

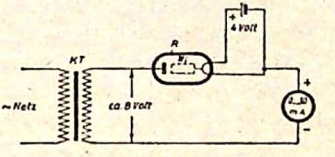


Bild 18

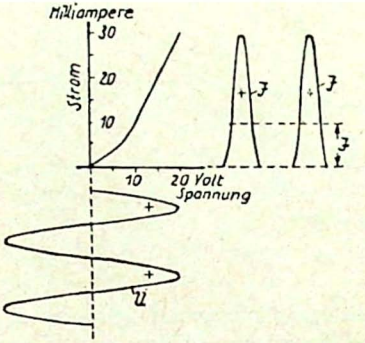


Bild 19

gar nichts beobachten, denn der Wechselstrom ändert ja dauernd seine Richtung und der Zeiger des Instrumentes kann nicht so schnell folgen

Bestenfalls wird man feststellen, daß der Zeiger etwas vibriert. Mit dem Gleichstrom-Instrument läßt sich ja kein Wechselstrom messen. Ändert man jetzt die Versuchsbedingungen, indem man (Bild 18) an Stelle des ohmschen Widerstandes einen „gerichteten" Widerstand, nämlich eine Ventilröhre einschaltet, die aus einer Batterie „geheizt" wird, so liest man an dem Instrument einen Gleichstrom ab.

In Bild 19 ist veranschaulicht, wie durch eine Röhre mit einer Kennlinie ähnlich der von Bild 12 die negativen „Halbwellen" der angelegten Wechselspannung keinen Strom hervorrufen können. Hingegen lassen die positiven Spannungshalbwellen einen — allerdings nicht ganz formgetreuen — Strom fließen. Da der Meßinstrumentenzeiger nicht folgen kann, stellt er sich auf einen mittleren Wert ein, der sich berechnen läßt, wenn man die höchste Stromspitze (hier für 20 V Wechselspannung etwa 30 mA) durch π (= 3,14) dividiert, d. h. auf etwas unter 10 mA (J). Der Wechselstrom wird also nur

in der einen Richtung durchgelassen; sobald er in die entgegengesätzliche Polarität übergeht, sperrt ihn die Röhre, so daß nur die „eine Hälfte des Kurvenzuges" die Röhre passieren kann. Da alle diese Kurventeile die gleiche Richtung haben, spricht man von der „Gleichrichtung" des Wechselstromes.

Der Röhrendetektor. Wenn eine Zweielektrodenröhre gleichrichtet, so muß man sie auch an Stelle eines Kristalldetektors in einem einfachen Detektor-Empfänger verwenden können (Bild 20), indem man dort den Kristalldetektor durch die Röhre R mit ihrer Heizbatterie ersetzt. Man bekommt klaren starken Empfang, ohne dauernd den Detektor nachstellen zu müssen. Mit dem Aufkommen verstärkender Röhrenschaltungen geriet diese Anordnung anfangs in Vergessenheit und tauchte erst später wieder auf, als man einige besondere Eigenschaften für eine einwandfreie Rundfunkwiedergabe und für die Bekämpfung des Schwundausgleichs gut gebrauchen konnte. Davon soll später die Rede sein.

Netzwechselstrom wird gleichgerichtet. Der Versuch nach Bild 18 zeigte, daß man gewöhnlichen Netzwechselstrom durch die Ventilröhre in stoßweise pulsierenden Gleichstrom umwandeln kann. Da man zum Betriebe von anderen Röhren im Rundfunkempfänger auch Gleichstrom benötigt, läßt sich diese Erscheinung dazu ausnutzen, aus dem Wechselstromnetz Gleichstrom zu entnehmen. Um sich auch über diese Möglichkeiten zu unterrichten, sind wieder einige einfache Versuche nützlich.

In Bild 21 unten rechts ist die erste Versuchsschaltung gezeigt. An das 220-Volt-Wechselstromnetz wird über die Ventilröhre ein Widerstand mit einem Milliamperemeter angeschlossen, ein Voltmeter zeigt die an beiden liegende Gleichspannung (gleichgerichtete Spannung) an. Man nimmt einen drahtgewickelten Widerstand, wie man ihn als Spannungsteiler erhält, mit etwa 60 bis 80 Watt Belastbarkeit und mit

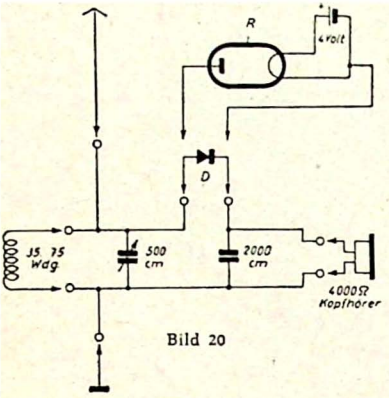


Bild 20

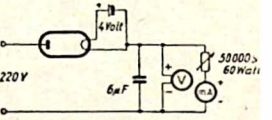


Bild 21

Bild 21

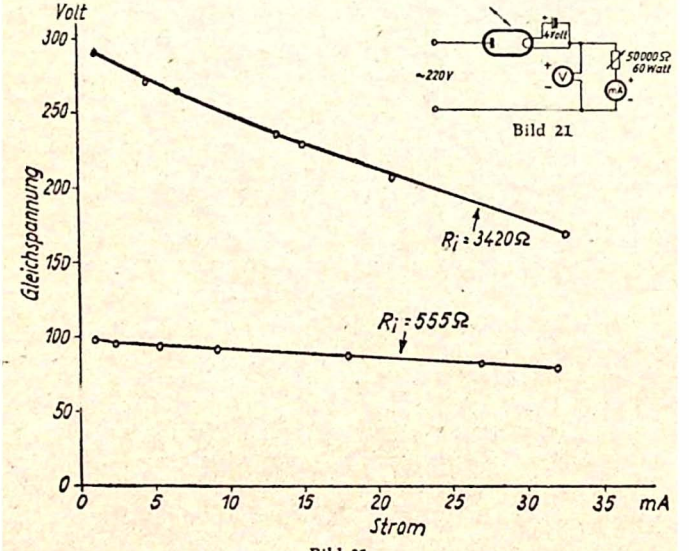


Bild 21

mehreren Abgriffen. Bei mehreren verschieden abgegriffenen Widerstandswerten liest man den Strom und die Spannung ab und zeichnet wieder eine Kurve, die ebenfalls in Bild 21 unten zu finden ist. Hier sind nach rechts der gleichgerichtete Strom und nach oben die Spannung eingetragen. Man nennt eine solche Darstellung auch wohl „Belastungsdiagramm" der Gleichrichterröhre. Mit wachsendem Strom nimmt die Spannung ab, es ergibt sich also eine gewisse Ähnlichkeit mit der Darstellung von Bild 2. Wird der innere Widerstand aus der Kurve ermittelt, so ergibt er sich zu rund 555 Ohm.

Der Ladenkondensator

Ändert man nun die Versuchsbedingungen, indem man parallel zum Voltmeter einen großen Kondensator von z. B. 6 μF schaltet (Bild 21 rechts oben), so bekommt man eine Belastungskurve, die viel höher verläuft, man findet aber auch, daß sie bei steigendem Strom eine stärker sinkende Spannung liefert, daß also der Innenwiderstand anscheinend vergrößert ist (Bild obere Kurve). Würde man noch größere Kapazitätswerte nehmen, so verliefe die Kurve noch weiter oben noch „schräger". Woher kommt es nun, daß die Spannung mit Kondensator größer wird? In Bild 22 sind wieder

Bild 22

die Impulse gezeichnet, die die Gleichrichterröhre liefert, und gestrichelt der Wert, auf den sich das Voltmeter ohne Kondensator einstellt. Wird aber ein Kondensator dazugeschaltet, so ladet er sich während der einzelnen Impulse auf, während der Pause zwischen den Impulsen entladet er sich wieder langsam. wird dann wieder mehr geladen, entladet sich wieder usw. (die Spannung verläuft also entsprechend der stark ausgezogenen Zickzackkurve). Es ist einzusehen, daß die Unterschiede in der Spannung am Kondensator bei Impuls und bei einer Pause um so geringer werden, je größer die Fähigkeit des Kondensators ist, während des Impulses Elektrizität aufzuspeichern, die er während der Pause wieder abgeben kann, je größer also seine Kapazität ist. Das Voltmeter zeigt also den viel höheren — hier den oberen gestrichelt gezeichneten — Spannungswert an. Gleichzeitig erreicht man mit dem Kondensator noch, daß das Pulsieren des gleichgerichteten Stromes nicht mehr so stark in Erscheinung tritt.

Schwankt ohne Kondensator der Strom bzw. die Spannung dauernd um den Wert a, so vermindert der Kondensator die Pulsationen auf den viel kleineren Wert b, der um so kleiner ist, je größer der Kondensator wird. Die Brummspannung b wird bei gegebener Kapazität natürlich um so größer, je mehr Strom man entnimmt, d. h. je weiter der Kondensator in den Pausen entladen wird.

Da die Brummspannung — wie Bild 22 erkennen läßt — „Sägezahnform" aufweist, besitzt sie einen starken Oberwellengehalt. Mann kann für den Effektivwert der Grundwelle dieser Brummspannung bei dem hier vorhandenen Einweggleichrichter ungefähr 4,5V je mA des abgenommenen Gleichstromes, geteilt durch die μF des Ladekondensators, ansetzen. Wenn dem Gleichrichter z. B. 40 mA entnommen werden und die Kapazität des Ladekondensators 8 μF beträgt, so erhält man eine Brummspannung von

$$4{,}5 \cdot \frac{40}{8} = 22{,}5 \text{ V effektiv.}$$

Als Faustformel ausgedrückt:

$$UBr = 4{,}5 \cdot \frac{I_{mA}}{C_{\mu F}} \text{ in Volt).}$$

Man wendet in der Praxis noch ein weiteres Mittel an, das die Pulsationen, die sich in einem etwa angeschlossenen Empfänger als Brummgeräusch (Brumm) bemerkbar machen würden, noch weiter herabsetzt.

Brummbeseitigung. Führt man zwei beliebigen Widerständen, die nach Bild 23a als Spannungsteiler geschaltet sind, eine Spannung U zu, so wird man an dem Teilwiderstand r eine Teilspannung u abnehmen können, die der ursprünglichen Spannung U multipliziert mit dem Verhältnis von r zum Gesamtwiderstand R entspricht. Richtet man es nun so ein, daß wohl die am „Ladekondensator" (Bild 21 oben) noch vorhandene Wechselspannung (Brumm) unterteilt wird, nicht aber die Gleichspannung, so vermindert man den Brumm. Ein Kondensator hat für Wechselstrom bekanntlich einen Widerstand, der sich zu $\frac{1}{2\pi f \cdot C}$ berechnet, wo $\pi = 3{,}14$, f die Frequenz in Hertz (Hz) und C die Kapazität in Farad sind, während er Gleichstrom sperrt. Schaltet man also nach Bild 23b, so wird die Wechselspannung unterteilt. Die dem Verbraucher noch zugeführte Brummspannung ist dann $\sqrt{\frac{1}{1+(2\pi fRC)^2}}$ der ursprünglich am Ladekondensator vorhandenen (f in

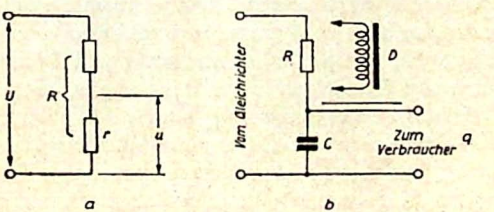


Bild 23

Hertz, R in Ohm, C in Farad, bzw. R in Megohm, C in Mikrofarad einsetzen!). Für die Gleichspannung entfällt die Unterteilung, wenn man davon absieht, daß in dem ohmschen Widerstand R auch für sie ein Verlust entstehen kann. Dem kann man aber dadurch wieder abhelfen, daß man R durch eine Eisendrossel D ersetzt, die zwar für Wechselstrom einen sehr hohen ($2\pi f \cdot L$) für Gleichstrom aber kaum einen Widerstand hat. Man nennt die ganze Anordnung auch „Filter" und deutet damit an, daß sie in der Lage ist, „aus dem gleichgerichteten Strom" die Pulsationen, „den Brumm herauszufiltern". Mit einer Drossel läßt sich besonders wirkungsvoll filtern (sieben, glätten).

Gleichrichter

Gleichrichter und Transformator. Will man nun den Gleichrichter in der Praxis verwenden, so muß es als mißlich empfunden werden, wenn man – wie Bild 21 – immer nur die gleiche Spannung zur Verfügung hat wie sie das Wechselstrom-Lichtnetz liefert, und außerdem eine besondere Heizbatterie benötigt. Man kann Wechselstrom bekanntlich transformieren, d. h. mit einem Transformator hohe oder niedrige Spannungen erzeugen. Macht man davon Gebrauch und bedenkt man, daß es für den Glühfaden der Gleichrichterröhre belanglos ist, ob ihr Faden mit dem Batteriegleichstrom oder durch einen Wechselstrom zum Glühen gebracht wird, so kommt man zu einer Schaltung nach Bild 24, bei der die Netzwechselspannung an der Wicklung I eines Transformators T mit mehreren Wicklungen liegt. Die Wicklung II ist für eine Spannung von 4 Volt bemessen und heizt den Glühfaden der Röhre, die Wicklung III schließlich liefert die gerade benötigte Wechselspannung, die sich nach der an den Klemmen + und − abzunehmenden Gleichspannung, der Gleichstromentnahme (vgl. Bild 21) und der

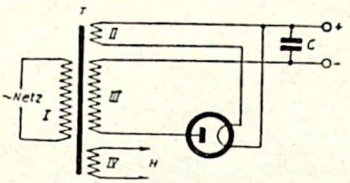


Bild 24

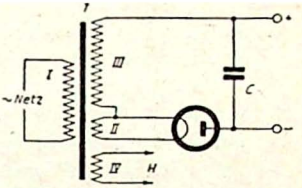


Bild 25

Größe des Kondensators C richtet. Für die 354 ist eine Spannung von 250 Volt und ein Gleichstrom von 25 mA dauernd zulässig.

Die noch vorhandene vierte Wicklung IV dient dazu, die Röhren des Empfängers mit Heizstrom zu versorgen. Eine abweichende Schaltung, aber mit gleicher Wirkungsweise, findet der Leser in Bild 25. Sie wird meist angewandt.

Man kann die andere Halbwelle auch ausnutzen. Bei den bisherigen Gleichrichterschaltungen wird nur die eine Hälfte des Wechselstromes ausgenutzt, die andere wird einfach unterdrückt. Es liegt nahe, zu überlegen, wie man an Stelle dieses „Halbweggleichrichters" einen „Vollweggleichrichter" bauen kann, bei dem auch die zweite Halbwelle erfaßt wird. Die Antwort ist recht naheliegend: man braucht ja nur zwei

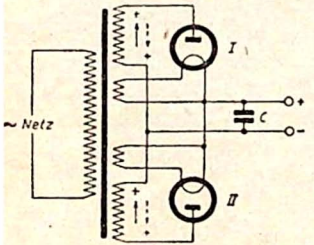


Bild 26

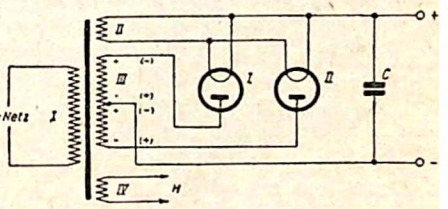


Bild 27

Halbweggleichrichter so zusammenzubauen, daß sie bei entgegengesetzten Halbwellen arbeiten (Bild 26). In der einen Halbwelle bekommt die Platte des Gleichrichters I positive Spannung, I leitet also, während II am Faden eine positive Spannung hat, also sperrt. In der nächsten Halbwelle ist es umgekehrt und I sperrt, II leitet und so fort, so daß also an den Anschlüssen + und − bzw. am Ladekondensator C für jede Halbwelle ein Ladungsimpuls auftritt. Da die beiden Heizwicklungen sowieso miteinander verbunden sind, kann man auch eine einzige Wicklung nehmen und an Stelle der beiden getrennten Hochspannungswicklungen eine durchgehende, die in der Mitte angezapft ist, wie das Bild 27 veranschaulicht.

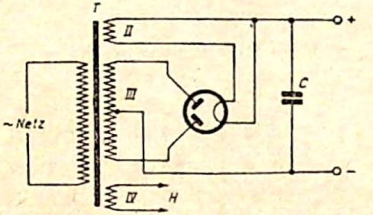


Bild 28

Solche „Vollweggleichrichter" mit zwei getrennten „Einweggleichrichter"-Röhren werden besonders dann verwendet, wenn es sich um die Gleichrichtung sehr hoher Spannungen handelt. Bei der Gleichrichtung von niedrigen Spannungen bis zu 500 Volt, wie sie in Rundfunkempfängern vorkommen, ist es üblich, die beiden Gleichrichter in einem Glaskolben zu einer „Vollweggleichrichterröhre" zu vereinigen und nach Bild 28 zu schalten. Da beide Halbwellen gleichgerichtet werden, ist die Zahl der Ladeimpulse für den Kondensator beim Vollweggleichrichter doppelt so groß wie beim Einweggleichrichter (s. a. Bild 29), und daher sind die Pulsationen des gleichgerichteten Stromes auch geringer. Für 1 μF-Ladekondensator und 1 mA Stromentnahme ergeben sich 1,7 Volt

Brummspannung für den Effektivwert der Grundwelle. Bei 8 μF und 40 mA wäre also die Brummspannung nur noch $\frac{1,7}{8} \cdot 40 = 8,5$ Volt. Es versteht sich aber noch ein weiterer Unterschied gegenüber dem Einweggleichrichter. Bei ihm bekommt der Ladekondensator in einer Sekunde 50 Ladungsstöße, beim Vollweggleichrichter aber 100 (50 periodigen Netzwechselstrom angenommen). Dementsprechend ist also auch die Frequenz des Brumms bei ersterem 50 pro Sekunde, bei letzterem 100, und die Frequenz 100 läßt sich bei gleichem Filter (Bild 23) doppelt so gut abschwächen. Der Vollweggleichrichter mit einer bestimmten Siebkette ist also im Verhältnis $\frac{2}{1} \cdot \frac{4,5}{1,7} \sim \frac{1}{5,3}$ günstiger als der Einweggleichrichter.

Anode und Kathode

Zwei gebräuchliche Bezeichnungen für die „Platte" und den Glühfaden der Zweielektrodenröhre seien noch kurz erklärt. Da entsprechend der Erklärung zu den Bildern 10 und 11 die Elektronen zur positiven Platte „hinwandern", nennt man sie (nach dem Griechischen) auch „Anode", und da sie vom negativen Heizfaden „sich entfernen", wird dieser als „Kathode" bezeichnet.

Für die Kathode werden und wurden die verschiedensten Materialien verwendet. Beim Versuche Edisons war es vielleicht überhaupt noch kein Metalldraht, weil man ja damals „Kohlefaden", in den Glühlampen verwendete und erst später zu Wolframmetalldrähten überging. Die Glühlampe soll einen möglichst weiß glühenden Faden haben, damit sie ihren Zweck, zur Beleuchtung zu dienen, erfüllt. Für eine Gleichrichterwirkung ist es aber uninteressant, ob man dabei zugleich einen erheblichen Lichteffekt erzielt, ja manchmal wäre sogar eine nicht so hell leuchtende Gleichrichterröhre

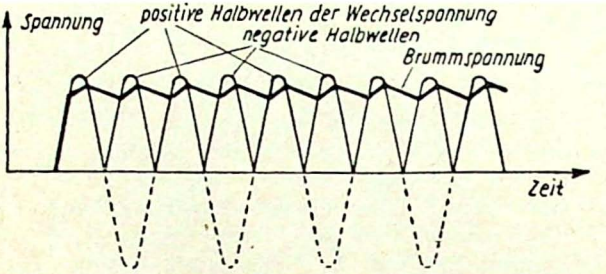


Bild 29

erwünschter. Außerdem stellte man fest, daß sich bei einer bestimmten Glühtemperatur des Wolframfadens, den man dann allgemein in den Röhren verwendete, auch bei noch so hoher „Anodenspannung" nur eine bestimmte Zahl Elektronen und damit nur ein bestimmter Strom erzielen ließ. Zwar konnte man diesen durch noch weitergehendes Erhitzen des Fadens wieder größer machen, aber dann hielt so ein Faden nicht mehr lange. Um also eine genügend große Lebensdauer der Gleichrichterröhren zu bekommen, mußte man sich mit einer bestimmten Temperatur und dem dann fließenden Strom begnügen. Bald wurden bei niedrigen Temperaturen größere Ströme erreicht. Man bestrich nämlich den Wolframfaden mit Oxyden (Sauerstoffverbindung) seltener Erden (Bariumoxyd usw.) und konnte dann schon bei viel niedrigerer Temperatur (Dunkelrotglut) einen viel größeren Strom erhalten. Auch das Präparieren des Wolframfadens mit Thorium ermöglichte eine bessere Elektronenausbeute bei niedrigeren Temperaturen. Um den Glühfaden ausreichend zu erhitzen, war nun eine geringere Leistung erforderlich, so daß man auch von „Sparfäden" oder „Sparkathoden" sprach. Die hell leuchtenden Wolframfäden sind heute aus der Rundfunktechnik praktisch verschwunden und nur bei Röhren in Sendern und ganz großen Verstärkern noch zu finden. Alle

Röhren, die für Batterieempfänger heute erhältlich sind, und die meisten Gleichrichterröhren, soweit sie für Rundfunkempfänger in Betracht kommen, besitzen direktgeheizte Oxydkathoden. Als Kernmaterial wird Wolfram (für die modernen Batterieröhren mit einer Heizleistung von nur 0,035 W), Nickel oder eine Nickellegierung verwendet. Die schwächsten Fäden haben einen Durchmesser von nur 10 μ (0,01 mm), die Dicke der Oxydschicht liegt zwischen 10 und 8 μ. Die direktgeheizten Oxydkathoden arbeiten bei einer Temperatur von 700—800° C, sie glühen dann mit kirschroter Farbe.

Indirekt geheizte Kathoden. Will man ohne Netztransformator auskommen, weil ein Empfänger außer ans Wechselstromnetz auch an das Gleichstromnetz angeschlossen werden soll, so kann man eine Schaltung nach Bild 21 nur dann mit gleichzeitiger Heizung der Röhre aus dem Lichtnetz verwenden, wenn man eine andere Kathodenart benutzt, denn in Bild 21 kann man nicht einfach den Heizakkumulator durch einen Anschluß des Heizfadens ans Netz (unter Vorschaltung eines Widerstandes) ersetzen. Aus Gründen, auf die später noch eingegangen wird, hat man — zuerst für die Heizung von Empfängerröhren mit Wechselstrom — eine Kathode angewandt, bei der ein Glühfaden durch den ihn durchfließenden Strom geheizt wird (f bzw. 1 in Bild 30), jedoch nicht selbst Elektronen aussendet. Vielmehr ist er in ein keramisches Röhrchen 2 (hier in Haarnadelform) eingezogen und bringt dieses zur Glut. Ein auf dem keramischen Röhrchen sitzender Metallzylinder (3) trägt die Oxydschicht (4), die natürlich ebenfalls auf diesem indirekten Wege zur Glut gebracht wird und nun ihrerseits Elektronen aussendet („emittiert"). Man hat es hier also mit einer „indirekt geheizten" Kathode (k) zu tun. Eine moderne Ausführungsform (Bild 31) hat einen „gewendelten" Heizfaden (1), auch gibt es eine weitere Form, die noch etwas vereinfacht ist und den Vorteil hat, daß schon sehr kurze Zeit nach An-

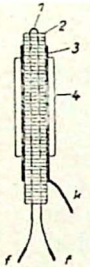


Bild 30

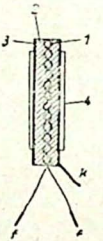


Bild 31

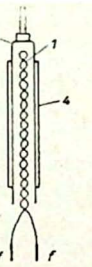


Bild 32

legen der Fadenspannung die Kathode betriebsmäßig glüht (sog. „Schnellheiz=Kathode", Bild 32). Im gleichen Schritt mit dem Verringern der Anheizzeit verlief auch ein Senken der Heizleistung, die bei den älteren Anfangsstufenröhren, auf die wir später noch zu sprechen kommen, etwa 4 Watt betrug, während man mit der in Bild 32 gezeigten Schnellheizkathode nur noch 2,5 Watt braucht. Bei der Schnellheizkathode ist die Heizwendel 1 mit Isoliermasse besprüht und ruht in einem Nickelröhrchen 3, das außen die emittierende Oxyd=schicht 4 trägt.

Schließlich wurden im Rahmen des harmonischen Prinzips durch den neuen Aufbau der sog. Stahlröhren (z.B. der EF 12) die Abmessungen der Heizfäden noch weiter verkleinert und es entstanden die indirektgeheizten Sparkathoden, die bei 6,3 V mit einem Heizstrom von 0,2 A auskommen, was einer Heizleistung von 1,26 W entspricht. Der geringe Heizstrom macht eine Bifilarwicklung überflüssig.

Verwendet man eine Gleichrichterröhre mit indirekt ge=heizter Kathode (Schaltsymbol Bild 35), so kann man eine einfache Gleichrichterschaltung auch ohne Netztransformator ausführen (Bild 36). Der Faden der Röhre wird aus dem Lichtnetz unter Vorschalten eines entsprechenden Vorschalt=widerstandes (VW) gespeist, während die Kathode und die

Anode in normaler Weise wie in Bild 21 für die Gleichrichtung verwendet werden. Beim Anlegen der Schaltung an ein Gleichstromnetz wird (vgl. die eingeklammerten Polaritätszeichen in Bild 36) die Gleichrichterröhre glatt durchflossen, lediglich ihr Innenwiderstand setzt die Spannung etwas herab. Für die Röhre UY 11, die in Empfängern für Gleich- und Wechselstrom (sog. „Allstromempfänger") viel verwendet wird, ist ebenso wie für andere Typen zu beachten, daß man bei Verwendung sehr großer Ladekondensatoren (C in Bild 36, bei X Bild 36) einen Vorschaltwiderstand einsetzen muß, der eine Überbelastung der Gleichrichterröhre im Augenblick des Einschaltens verhindert.

Dort, wo transformatorlose Empfänger an **Wechselstromnetzen** niedriger Spannung betrieben werden, kann man einen besonders für diesen Zweck geschaffenen Gleichrichtertyp (CY2) benutzen, um die Spannung auch ohne Transformator heraufzusetzen. In Bild 37 ist die grundsätzliche Schaltung mit zwei getrennten, indirekt geheizten Gleichrichterröhren, I und II, gezeigt (vgl. hierzu auch die Schaltungen nach Bild 24, 25 und 36). In der einen Halbperiode leitet der Gleichrichter I und ladet den Kondensator C_1, in der anderen Halbperiode leitet II und ladet C_2. Da die beiden Kondensatoren hintereinander geschaltet sind, kann man also die doppelte Spannung abnehmen wie an einem Gleichrichter mit e i n e m Kondensator (vgl. a. die praktische Ausführung mit der CY 2 mit zwei getrennten indirekt geheizten Kathoden und zwei Anoden, Bild 38).

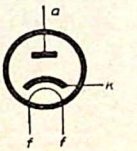


Bild 35

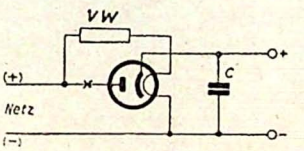


Bild 36

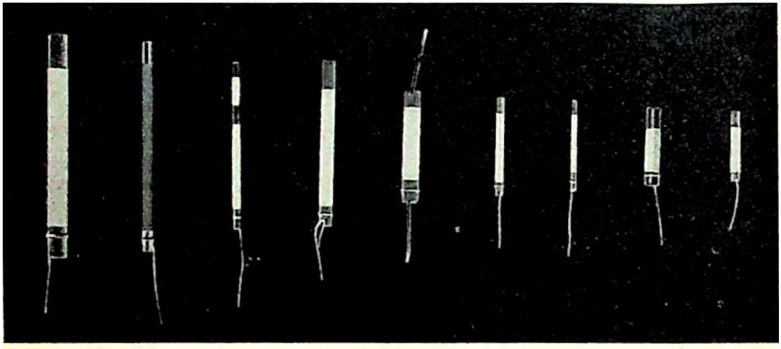
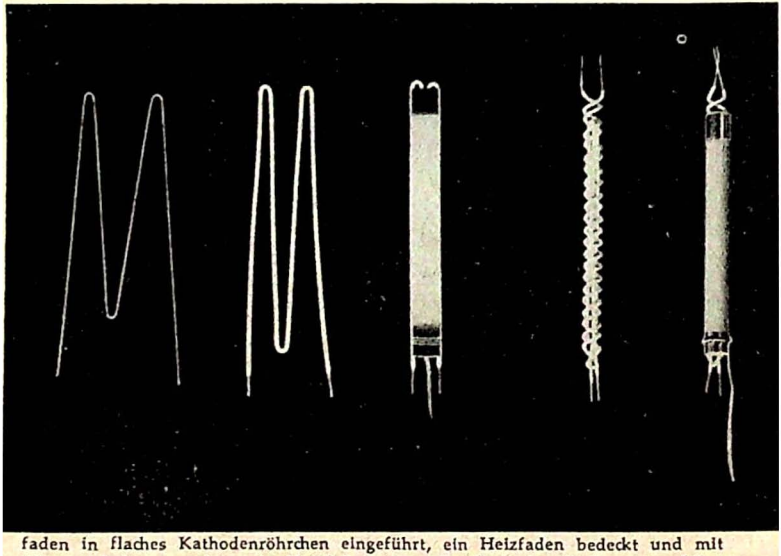


Bild 33a: Kathoden indirekt geheizter Röhren in verschiedenen Formen und Größen



faden in flaches Kathodenröhrchen eingeführt, ein Heizfaden bedeckt und mit Abstandshalter versehen, ein Heizfaden in rundes Kathodenröhrchen eingeführt

Fotos: Valvo GmbH.

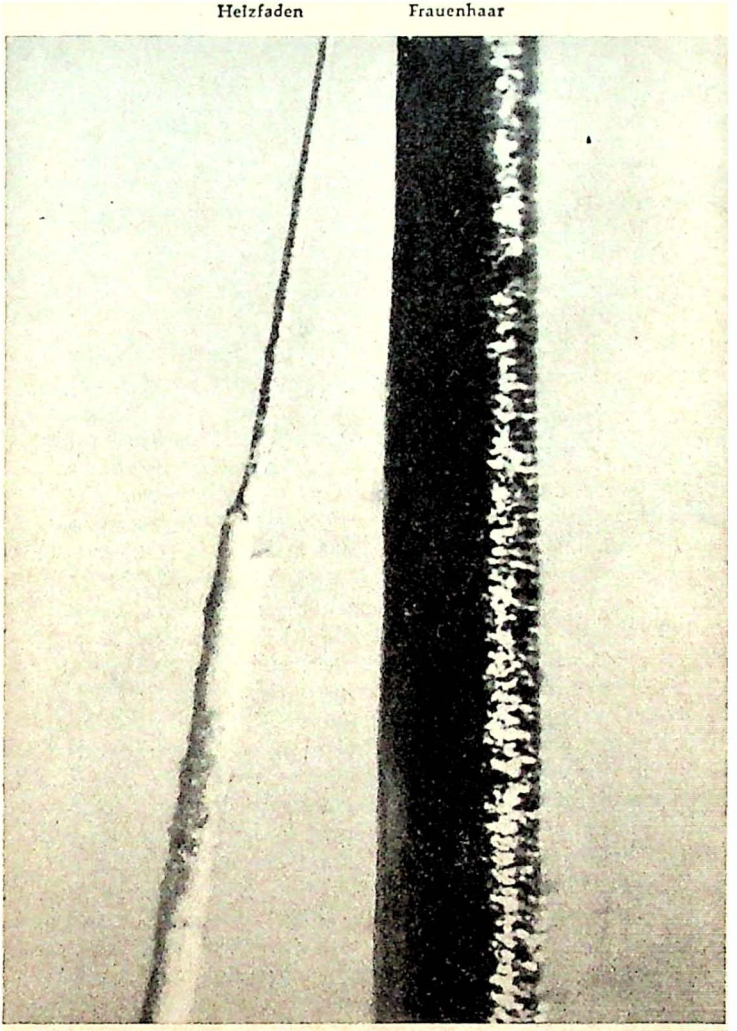


Bild 34: Mikroaufnahme eines Subminiaturröhren-Heizfadens (DF 67) im Vergleich zu einem Frauenhaar. Ein Teil des Wolframfadens ist unbesprüht.

Foto: Valvo GmbH.

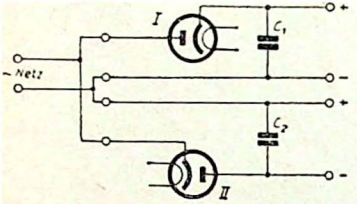


Bild 37

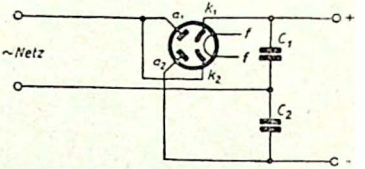


Bild 38

Die Namen der Röhren. Entsprechend den verschiedenen Verwendungszwecken von Ventilröhren gibt es eine Reihe verschiedener Ausführungsformen, von denen hier in erster Linie nur zwei Gruppen interessieren, die sich den Versuchen nach Bild 18 und 20 zuordnen lassen. Im ersten Falle handelt es sich darum, einen technischen (Netz=) Wechselstrom gleichzurichten. Hier werden meist ziemlich hohe Spannungen und verhältnismäßig große Ströme gebraucht. Man nennt die gesamte Gruppe der hierher gehörigen Röhren „Gleichrichterröhren" und unterscheidet zwischen Halbweg= bzw. Einweg- und Vollweg= bzw. Doppelweg=Gleichrichtern. Im zweiten Falle handelt es sich um die Gleichrichtung von hochfrequenten Strömen verhältnismäßig geringer Spannung bei kleinen Stromstärken, wie sie beispielsweise ein Kopfhörer aufnimmt und man hat hier eine zweite Gruppe von Röhren, die ebenfalls für Einweggleichrichtung (entsprechend Bild 20) oder für Vollweggleichrichtung (Röhrendetektorschaltung entsprechend Bild 39) eingerichtet sind. Praktisch hat sich vorwiegend die letztere Form eingeführt, sie trägt den Namen „Doppel=Zweipolröhre" oder „Duodiode". Diese Röhren werden — wie später noch ausgeführt wird — in größeren Röhrenempfängern als Röhrendetektoren verwendet. Vielfach werden auch Zweipolstrecken einzeln oder paarweise mit anderen, sog. Verbundröhren, eingebaut, wo sie den gleichen Zwecken dienen. (Siehe auch Seite 16).

Die Röhre erhält ein Gitter

Legt man in den Weg der Elektronen bei einer einfachen Zweielektrodenröhre (Ventilröhre), also zwischen Kathode und Anode, ein sieb- oder gitterförmiges Drahtgeflecht und schließt dieses außerhalb der Röhre an die Kathode an, so wird es weiter keinen nennenswerten Einfluß auf die Funktion der Röhre als Gleichrichter haben.

Daß dieses tatsächlich so ist, kann man leicht durch einen Versuch beweisen. Man schaltet zu diesem Zwecke in ähnlicher Weise, wie das in Bild 11 geschah, eine normale Empfängerröhre (z. B. KC 1) nach Bild 40 an eine Heizbatterie und eine Anodenbatterie, die diesmal eine höhere Spannung haben muß. weil die Kathode der Röhre (hier gleichzeitig Heizfaden) bei niedrigen Spannungen nicht so viel Strom hergibt wie die RGN 354. Zur Messung des (Anoden-) Stromes (J_a) und der (Anoden-) Spannung (U_a) werden wieder Meßinstrumente vorgesehen. Der Gitteranschluß der Röhre (sie ist in Bild 40 mit dem zugehörigen Sockelschema

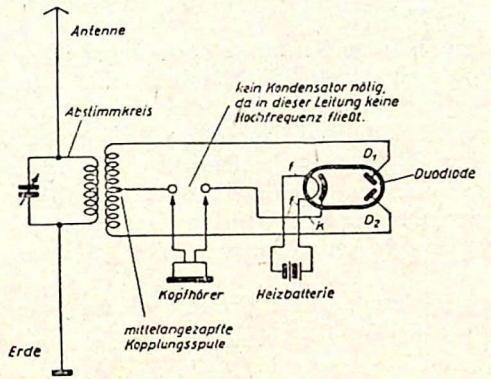


Bild 39

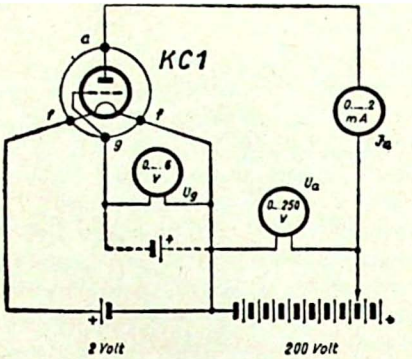


Bild 40

gezeichnet) wird mit dem negativen Heizbatterieanschluß direkt verbunden und nun durch Änderung der Anodenspannung wieder eine Kennlinie aufgenommen. Die Tabelle für diesen Fall (daß also das Gitter die gleiche Spannung erhält wie die Kathode, mit anderen Worten, daß die Gitterspannung Null Volt beträgt) findet sich — ebenso wie die danach gezeichnete Kennlinie (ausgezogene Kurve) — in Bild 41. Ein Vergleich mit Bild 12 lehrt, daß die Form der Kennlinie hier durchaus ähnlich ist der einer normalen Gleichrichterröhre, lediglich sind die Ströme kleiner und die Spannungen höher. Bild 42a bringt schematisch den Einfluß des Gitters (g) zum Ausdruck: die von der Kathode (f) zur Anode (a) fliegenden Elektronen fliegen an den Gitterdrähten größtenteils vorbei und nur einige wenige gelangen auf letztere.

Bei der Röhre mit Gitter gibt es mehrere Kennlinien.

Schaltet man nun (Bild 40 gestrichelt eingezeichnet) zwischen den Gitteranschluß (g) der Röhre und den negativen Heizpol statt der direkten Verbindung eine 1,5-Volt-Batterie

mit dem negativen Anschluß zum Gitter gewendet, so wird die Spannung am Gitter, die man evtl. durch das zweite Voltmeter (Ug) mißt, um 1,5 Volt negativ gegen die Kathode. Nimmt man jetzt durch Änderung der Anodenspannung wiederum eine Kennlinie auf, so findet man, daß bis zu einer Anodenspannung von etwa 50 Volt überhaupt kein Anodenstrom fließt, bekommt dann aber eine Kennlinie, die der für Ug = 0 Volt durchaus ähnlich verläuft (in Bild 41 gestrichelt und mit Ug = — 1,5 Volt bezeichnet). Nimmt man schließlich an Stelle der 1,5-Volt-Batterie eine solche von 3 Volt Spannung für die Gittervorspannung, so ergibt sich eine erst bei etwa 75 Volt beginnende — noch weiter rechts liegende Kennlinie, die in Bild 41 ebenfalls (gestrichelt, Ug = — 3 Volt) eingezeichnet ist. Für noch höhere Negative Gitterspannungen würde man schließlich eine ganze Schar von Kennlinien erhalten, die für steigende negative Gitterspannungen immer mehr nach rechts, also nach höheren Anodenspannungen zu, rücken.

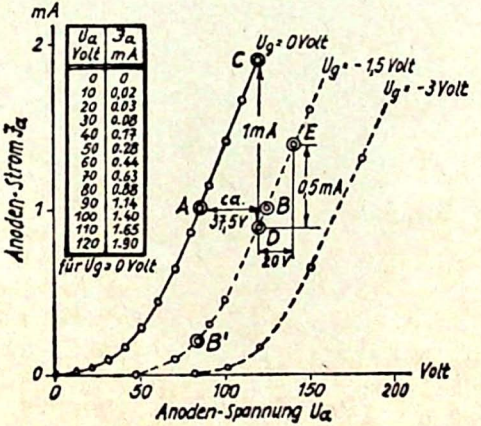


Bild 41

Das Gitter „steuert" den Anodenstrom. Wie kommt nun die Kennlinienverschiebung bzw. die Anodenstromverkleinerung für eine bestimmte Anodenspannung durch negative Vorspannung am Gitter zustande? Dadurch, daß man dem Gitter gegenüber der Kathode eine negative Spannung erteilt, schafft man am Gitter einen Elektronenüberfluß. Sind irgendwo viel Elektronen vorhanden, so ist es für andere Elektronen (die aus der Kathode kommen) schwer, dorthin zu fliegen, denn sie werden abgestoßen. Auf das Gitter fliegen also bei negativer Gitterspannung bestimmt keine Elektronen, jedoch können sie an den Gitterdrähten vorbei noch zur Anode gelangen (Bild 42b). Immerhin wird eine große Zahl von Elektronen aus den Kathodengebieten, die gewissermaßen „im Schatten" der Gitterdrähte liegen, abgebremst werden und nicht mehr zur Anode gelangen. Bei einer bestimmten Anodenspannung kann es schließlich soweit kommen, daß die abstoßende Wirkung der auf dem Gitter befindlichen Elektronen überhaupt alle aus der Kathode kommenden

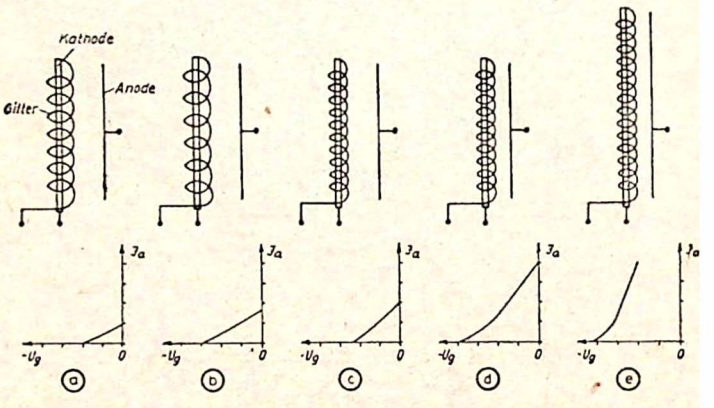


Bild 42

Elektronen abbremst und sie nicht mehr nach der Anode durchläßt, es fließt kein Anodenstrom mehr. Zwei Faktoren sind für diese „steuernde" und schließlich sperrende Wirkung des Gitters maßgebend. Je enger benachbart die Gitterdrähte nämlich bei einem gegebenen Abstand zwischen Kathode und Anode sind, desto mehr „Schattengebiete" sind vorhanden und desto stärker wird die Einwirkung einer negativen Gitterspannung sein, während umgekehrt bei großen gegenseitigen Abständen der einzelnen Gitterdrähte die Anode viel stärker zwischen den Gitterdrähten hindurch auf die Kathode einwirken und Elektronen zu sich herüberziehen kann, weil die Schattengebiete klein sind. Ist andererseits der gegenseitige Abstand der Gitterdrähte festgelegt, so ist natürlich die Einwirkung der Anode auf die aus der Kathode austretenden Elektronen stärker, wenn die Anode nahe dem Gitter liegt, als wenn sie weit von diesem entfernt ist.

Der Durchgriff

Der Durchgriff, ein neues Maß. Da der Einfluß der Anode gewissermaßen an den Gitterdrähten vorbei, durch das Gitter hindurch, wirkt oder greift, nennt man diese Eigenschaft der Röhre auch „Durchgriff". Bild 43 veranschaulicht rein schematisch, wie sich der Durchgriff bei verschiedenen Anordnungen ändert, wobei auch die Anwendung beider Effekte gleichzeitig angedeutet ist.

Wir kehren noch einmal zu Bild 41 zurück und betrachten die Punkte A und B. Für eine Gitterspannung von 0 Volt bei etwa 86,5 Volt Anodenspannung fließt ein Anodenstrom von 1 mA, während nach Anlegen einer negativen Gitterspannung von 1,5 Volt nur noch etwa 0,2 mA Anodenstrom übrig bleiben. Man muß die Anodenspannung auf etwa 124 Volt, also um etwa 37,5 Volt erhöhen, um wieder auf einen

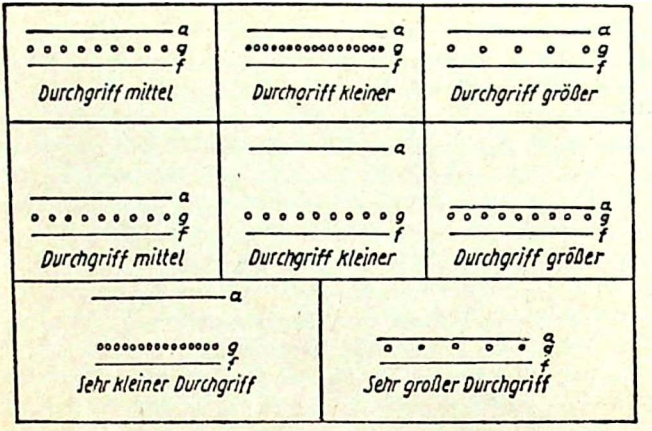


Bild 43

Anodenstrom von 1 mA (Punkt B) zu kommen. Um eine Spannungsänderung am Gitter von 1,5 Volt wieder auszugleichen, muß man die Anodenspannung um den viel größeren Betrag von 37,5 Volt ändern.

Umgekehrt könnte man natürlich auch so vorgehen, daß man zum Punkt B' kommen würde. Eine Erhöhung der Gitterspannung (in positiver Richtung!) um 1,5 Volt von — 1,5 Volt auf 0 Volt würde diese Anodenspannungsänderung wieder ausgleichen (Punkt A.) Dabei sind 1,5 Volt aber 4 Prozent der 37,5 Volt. Wie schon oben erwähnt, bezeichnet man den Teil der Anodenspannung, der durch das Gitter hindurch auf die Kathode einwirkt, als Durchgriff D. Man mißt ihn mit Prozent (Hundertteilen) der Anodenspannung. Bei der hier gemessenen Röhre KC1 beträgt er 4% oder man kann auch sagen: 4% der Anodenspannung, als Gitterspannung angewendet, haben den gleichen Einfluß auf den Anodenstrom wie die volle Anodenspannung.

Gedächtnisstütze: Durchs Gitter zur Anode. Es werden die Änderungen der Gitterspannung und Anodenspannung bei gleichem (konstantem) Anodenstrom verglichen. Formelmäßig ausgedrückt:

$$D = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \text{ (Ia konstant)}$$

(D in %; Ug und U_a in V).

In unserem Beispiel danach:

$$D = \frac{1{,}5}{37{,}5} = 0{,}04 = 4\%$$

Da die Elektronen jeder Spannungsänderung sofort folgen, würde also eine Gitterwechselspannung Ug einen bestimmten Anodenwechselstrom J_a hervorrufen (Bild 44). Um durch eine Anodenwechselspannung U_a einen gleich großen Anodenwechselstrom hervorzurufen, braucht man eine viel größere Spannung. Bei der Röhre, die wir nach Bild 40 u. 41 gemessen haben, müßte die Anodenwechselspannung (U_a in Bild 45) nämlich etwa 25mal so groß sein wie die entsprechende Gitterwechselspannung Ug. Die Röhre hat also eine „Verstärkerwirkung", die sich aus dem Verhältnis der Anodenwechselspannung zur Gitterwechselspannung (zur Erzielung gleichen Anodenwechselstromes) ergibt. Der „Verstärkungsfaktor" μ ist gleich 1/D, hier 1/0,04 = 25.

Der innere Widerstand. Schließlich kann man aus den Kurven Bild 41 noch — ähnlich wie aus Bild 12 — den inneren Widerstand der Röhre feststellen, beispielsweise zwischen den Punk-

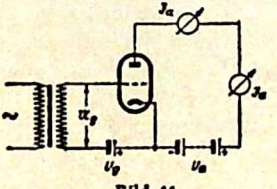


Bild 44

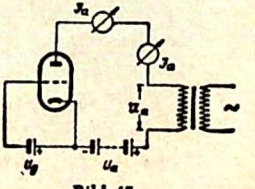


Bild 45

ten D und E, wo er sich zu rund 40 000 Ohm ergibt. Es ist aber leicht zu übersehen, daß der innere Widerstand bei verschiedener Gitterspannung verschieden groß wird, man braucht sich dafür nur die Steigung der drei Kennlinien für die feste Anodenspannung, z. B. 85 Volt, anzusehen. Die Kurve für Ug = 0 hat große Steigung, die für Ug = − 1,5 Volt schon geringe und die für Ug = − 3 Volt verläuft dann sehr flach. Der innere Widerstand muß sich nach dem Ohmschen Gesetz ergeben, berechnet sich also aus Spannung geteilt durch Strom, nur daß es sich wieder um die Änderung handelt, die diese beiden Größen zwischen zwei betrachteten Punkten der Kennlinie bei konstanter Gitterspannung erleiden. Formelmäßig ausgedrückt:

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \quad \text{(Ug konstant)}$$

(R_i in Ω, U_a in V; Ia in A!).

In unserem Beispiel demnach:

$$R_i = \frac{20}{0{,}5} \cdot 1000 = 40\,000\ \Omega$$

Eine andere Kennlinienart wird gemessen. Da an der Röhre in der Prüfschaltung von Bild 40 jetzt zwei Spannungen liegen, die man ändern kann, nämlich die Anodenspannung und die Gitterspannung, liegt es nahe, noch eine zweite Kennlinienart zu messen, die die Abhängigkeit des Anodenstromes von der Gitterspannung zeigt. Die vollständige Meßschaltung nach Bild 46 gestattet sowohl bei festgehaltener Gitterspannung durch Ändern der Anodenspannung die Anodenstrom-Anodenspannungs-Kennlinie zu messen, wie bei festgehaltener Anodenspannung durch Änderung der Gitterspannung die Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie.

BH ist die Heizbatterie, BG die Gitterbatterie, BA die Anodenbatterie und die Instrumente tragen die Bezeichnung für die Spannung bzw. des Stromes, den sie messen (J_a für Anodenstrom, U_a für Anodenspannung, U_g für Gitterspan-

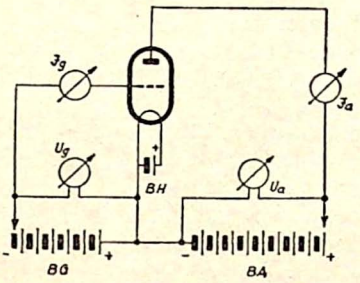


Bild 46

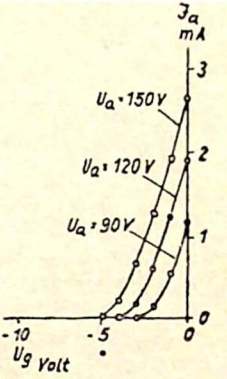


Bild 47

nung und J_g für Gitterstrom, wenn letzterer gemessen werden soll, was aber selten interessiert). Für die Röhre KC 1 sind bei drei verschiedenen Anodenspannungen die Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie im Bereiche negativer Gitterspannungen, wie sie in der Praxis allein interessieren (von Sonderfällen abgesehen), in Bild 47 gezeigt. Sie haben — wie nicht anders zu erwarten — eine ähnliche Form wie die Kennlinien von Bild 41, lediglich sind die Maßstäbe anders.

Man kann auch aus den Kurven des Bildes 47 den Durchgriff D ermitteln, wenn man beobachtet, daß die Kurven für Anodenspannungen aufgenommen sind, die sich um je 30 Volt unterscheiden und feststellt, daß beispielsweise für die Aufrechterhaltung eines gleichbleibenden Anodenstromes bei einer Erhöhung der Anodenspannung um 30 Volt die Gitterspannung um 1,2 Volt (um 4% der Anodenspannungsänderung D = 4%) negativer gemacht werden muß.

Umzeichnen von Kennlinien. Für die Umzeichnung der einen Kennlinienart in die andere sei noch ein einfaches Schema

gegeben, in dem zur Erhöhung der Übersichtlichkeit angenommen ist, daß alle Kennlinien Geraden sind. In Bild 48 sind links die Anodenstrom=Anodenspannungs=Kennlinien und rechts die daraus konstruierten Anodenstrom=Gitterspannungs=Kennlinien wiedergegeben. Durch sinngemäßes Übertragen der eingezeichneten Punkte läßt sich dieses Umzeichnen einfach bewerkstelligen. Soll z. B. die U_a=U_g=Kennlinie für eine Anodenspannung von 100 V gezeichnet werden, so muß man die Werte der gestrichelten, senkrechten Geraden I, die durch $U_a = 100$ Volt geht, also die Punkte A, B und C nach rechts übertragen. A liegt bei $J_a = 0$ mA und $U_g = -10$ Volt, A muß also dementsprechend auf A' zu liegen kommen. B liegt bei $J_a = 30$ mA und $U_g = -5$ Volt, wird also B' auf der rechten Seite der Zeichnung usw. Für die Kennlinien bei höheren Anodenspannungen gilt das gleiche.

Die Steilheit

Steilheit ist ein weiteres Maß der Röhrentechnik. Es war schon in Bild 41 festgestellt worden, daß durch Änderung der Gitterspannung sich auch eine Änderung des Anodenstroms ergibt. Greift man den Punkt C der Kennlinie für die Gitter=

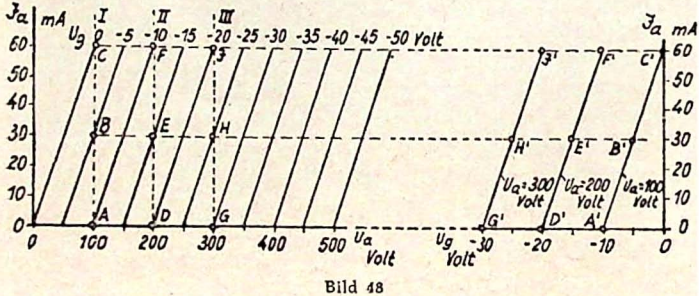


Bild 48

spannung Null (Bild 41) heraus und mißt seinen Abstand in Milliampere vom Punkte D für die gleiche Anodenspannung, aber bei der Gittervorspannung – 1,5 Volt, so findet man rund 1 mA Unterschied (nämlich zwischen 1,9 und 0,9 mA). Für eine Gitterspannungsänderung von 1 Volt würde sich daher der Anodenstrom um rund 0,66 mA ändern. Ob man nun die Änderung langsam oder schnell durchführt, ist gleichgültig, weil die Elektronen praktisch sofort auf jegliche Zustandsänderung am Gitter ansprechen. Man würde also bei einer Änderung der Gitterspannung eine Wechselspannung – beispielsweise aus dem Wechselstromlichtnetz (über einen Abwärtstransformator) – verwendet, eine genau gleich verlaufende Anodenstromänderung bekommen, mit anderen Worten: für eine Gitterwechselspannung von 1 Volt Höchstwert (Amplitude) ergibt sich ein Anodenwechselstrom von 0,66 mA Amplitude.

Wie aus Bild 46 und 47 hervorgeht, ist dieser Wert ein Maß für die Steigung, die „Steilheit" der J_a=U_g=Kennlinie. Man nennt diesen Wert daher direkt Steilheit S der Röhre und mißt ihn in mA pro Volt (mA Anodenstromänderung je Volt Gitterspannungsänderung).

Formelmäßig ausgedrückt:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \; U_a \text{ konstant}$$

(S in mA/V; I_a in mA; U_g in V)

Für unser Beispiel:

$$S = \frac{1}{1{,}5} = 0{,}66 \text{ mA/V}.$$

Die Steilheit der Röhre ist von ihrer Konstruktion abhängig. Auf eine lange und großflächige Kathode kann ein gegebenes Gitter stärker einwirken, wird also eine größere Steilheit verursachen, als wenn die Kathode kurz und kleinflächig ist, ein nahe an der Kathode angebrachtes Gitter führt zu größerer Steilheit als ein in größerem Abstand angebrachtes Gitter. Man findet also, daß der Abstand und

die Ausbildung der einzelnen Elektroden in der Röhre mit Gitter, die auch Dreipolröhre oder kurz Triode (früher Dreielektrodenröhre) genannt wird, für die beiden wichtigsten Faktoren, nämlich den Durchgriff und die Steilheit, ausschlaggebend sind. Weiter ist einzusehen, daß eine Röhre großer Steilheit einen geringeren Innenwiderstand (R_i) haben wird als eine solche geringerer Steilheit (vgl. Bild 49). Daß ebenso ein kleiner Durchgriff einen größeren Innenwiderstand ergibt als ein großer, ist klar, denn im ersten Falle ist ja das Vermögen der Anode, Elektronen zu sich herüberzuziehen, geringer: bei einer gegebenen Spannung wird auch der Strom kleiner, mithin Ri größer sein.

Durchgriff, innerer Widerstand und Steilheit sind also voneinander abhängig. Multipliziert man die drei Formeln für diese Größen miteinander, so ergeben sie den Wert 1.

$$\frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \cdot \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \cdot \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = 1, \text{ also}$$

$$D \cdot R_i \cdot S = 1.$$

Hieraus folgt:

$$D = \frac{1}{R_i \cdot S}$$

$$R_i = \frac{1}{D \cdot S}$$

$$S = \frac{1}{D \cdot R_i}$$

Sind zwei der Größen bekannt, kann man demnach leicht die dritte berechnen.

In den Anodenkreis wird ein Widerstand geschaltet. Bis jetzt war nur die Rede davon, daß die Dreipolröhre in der Lage ist, für eine Gitterspannungsänderung bzw. eine Gitterwechselspannung eine Anodenstromänderung bzw. einen Anodenwechselstrom zu liefern. Mit einem Strom allein kann man aber nicht viel anfangen, wenn man von dem Sonderfall absieht, daß man durch ihn bei der Messung von Röhren

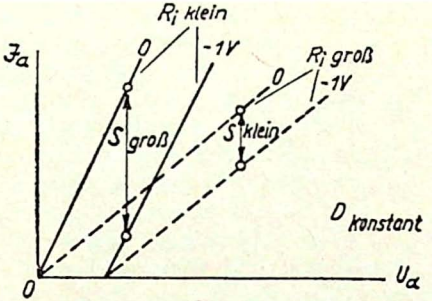


Bild 49

den Anodenstromzeiger zum Ausschlag bringt. Will man eine weitere Röhre „steuern", so braucht man dazu eine Gitterspannung. Hat man nur einen Stromanzeiger mit praktisch vernachlässigbarem Widerstand im Anodenkreis der Röhre, so liegen die Verhältnisse ganz ähnlich wie in Bild 4, die Röhre „arbeitet im Kurzschluß". Dabei ist der Kurschluß-Strom von der Gitterwechselspannung und der Steilheit der Röhre abhängig. Bei 1 Volt Gitterwechselspannung wird z. B. eine Röhre mit 2 mA/Volt Steilheit einen Anodenwechselstrom von 2 mA (Gitterwechselspannung mal Steilheit) liefern, eine Röhre von 10 mA/Volt Steilheit dagegen 10 mA. Man geht nicht fehl in der Vermutung, daß die Röhre sich ganz ähnlich verhält wie Schaltungen nach Bild 3, 4 und 5, daß also bei offenem Anodenkreis eine bestimmte Wechselspannung an den „Klemmen" der Röhre, also hier zwischen der Anode und dem Pluspol der Anodenbatterie herrschen muß.

Der Verstärkungsfaktor ist ein Grenzwert. Wir hatten weiter oben schon festgestellt, daß ein bestimmter Anodenwechselstrom sowohl durch eine Anodenwechselspannung als auch durch eine nur einen gewissen Prozentsatz davon ausmachende Gitterwechselspannung hervorgerufen wird. Dieser Prozentsatz ist der Durchgriff D, sein Kehrwert $1/D = \mu$

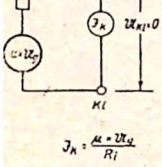
der Verstärkungsfaktor. Die Anodenwechselspannung ist also gleich $\mu \cdot U_g/D$. Sie entspricht einer EMK, mit der (s. a. Bild 4) der innere Widerstand R_i hintereinandergeschaltet erscheint. Da zunächst nur das Meßinstrument für den Anodenwechselstrom in den Anodenkreis (an die „Klemmen" des Generators Röhre) geschaltet ist, kann man wegen des niedrigen Instrumentwiderstandes die Röhre als im Kurzschluß arbeitend ansehen und kommt so zum Ersatzschaltbild von Bild 50. Da man aber die Röhre zum Abgeben von Spannungen bringen will, muß man zwischen die Klemmen Kl einen äußeren Widerstand R_a (vgl. Bild 51) schalten. Da der durch R_a fließende Wechselstrom jetzt $J_a = \frac{\mu \cdot U_g}{R_i + R_a}$ (also kleiner als der Kurzschlußstrom J_k!) wird, ergibt sich die Klemmenspannung, d. h. die Anodenwechselspannung zu $\mu \cdot U_g \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}$, sie ist also ebenfalls kleiner als die Leerlaufspannung der Röhre: $\mu \cdot U_g$. Mit R_a wird also die durch μ gegebene „Spannungsverstärkung" nie völlig erreicht werden, d. h. μ ist ein Grenzwert, der bei unendlich hohem R_a erreicht werden würde.

Natürlich ist der Leerlauffall rein theoretisch zu werten, denn wenn die Röhre im Leerlauf arbeitet, bekommt sie ja gar keine Anodenspannung, kann also nicht arbeiten. Dafür interessiert aber der Fall, der zwischen Leerlauf und Kurzschluß liegt, hier genau so wie bei den Überlegungen zu Bild 5.

Ein Versuch fördert das Verständnis. Hier sei erst ein einfacher Versuch mit einer ähnlichen Anordnung durchgeführt, wie sie in Bild 1 gebracht wurde (Bild 52). Der Schiebewiderstand hat hier den Platz mit dem 1-Ohm-Widerstand gewechselt. Als Elektromotorische Kraft gelten wieder die 6 Volt des Akkumulators, 1 Ohm ist der äußere Widerstand, und der innere Widerstand R_i (Schiebewiderstand) kann geändert werden. Mißt man für verschiedene B-Werte wieder Strom

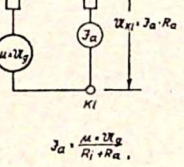
und Spannung, so kommt man auf eine Darstellung wie in Bild 53. Für einen Innenwiderstand von 2 Ohm wird die Kurve flacher verlaufen, 3 Ohm noch flacher. Da man durch Ändern des Innenwiderstandes praktisch das gleiche macht wie bei der Triode (Bild 41) durch Ändern der Gitterspannung, wird man für die Röhre mit Außenwiderstand ähnliche J_a=U_g=Kennlinien wie in Bild 50 erhalten.

Die Triode wird mit Außenwiderstand gemessen. Eine Schaltung für Messungen an einer normalen Triode mit Außenwiderstand sieht so aus wie in Bild 54 gezeigt. Am Außenwiderstand R_a, der hier zu 20 000 Ohm angenommen ist, erscheint die Klemmenspannung U_{kl} der Röhre, die natürlich gleich ist (Ohmsches Gesetz!) dem Widerstandswert multipliziert mit dem ihn durchfließenden Anodenwechselstrom. Nimmt man zunächst bei kurzgeschlossenem Widerstand J_a=U_a=Kennlinien der Röhre auf, so bekommt man eine Kurvenschar, wie sie Bild 55 zeigt; mißt man jetzt bei im Kreis befindlichen R_a für verschiedene Gitterspannungen den Anodenstrom, so wird man bei derjenigen Gitterspannung, für die der Anodenstrom gerade zu Null geworden ist, hier also etwa — 4 Volt, aussagen können, daß an R_a kein Spannungsabfall vorhanden, daß die Klemmenspannung 0 ist. Bei einer Gitterspannung von — 2 Volt ist das Bild



$J_k = \frac{\mu \cdot U_g}{R_i}$

Bild 50



$J_a = \frac{\mu \cdot U_g}{R_i + R_a}$.

Bild 51

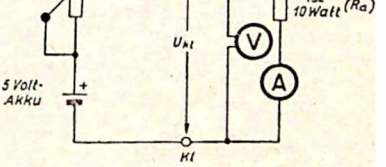


Bild 52

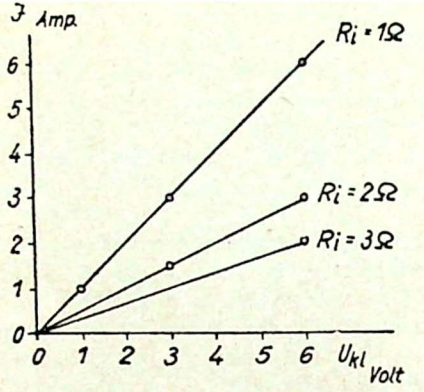


Bild 53

dagegen völlig anders. Wäre R_a kurzgeschlossen, so müßte der Anodenstrom jetzt etwas über 2 mA betragen (Punkt A), man mißt jedoch nur etwa 1 mA. Dann ist die am R_a auftretende Spannung demnach 20 000 · 0,001 = 20 Volt, um die die Batteriespannung kleiner wird. Es gelangen also nur noch 80 Volt an die Anode der Röhre, und für — 2 Volt am Gitter und 80 Volt an der Anode findet man aus den Kurven tatsächlich nur 1 mA (Punkt B). Verfährt man so weiter, so bekommt man eine Anzahl auf einer geraden Linie liegender Punkte, die in Bild 58 besonders hervorgehoben sind Die Neigung der Kurve, die 1 mA bei 20 Volt beträgt, stimmt, wie zu erwarten, mit dem Widerstand von 20 000 Ohm überein.

Arbeitskennlinien

Eine Arbeitskennlinie. Da man in der Praxis immer einen Außenwiderstand verwendet, mit ihm arbeitet, nennt man die in

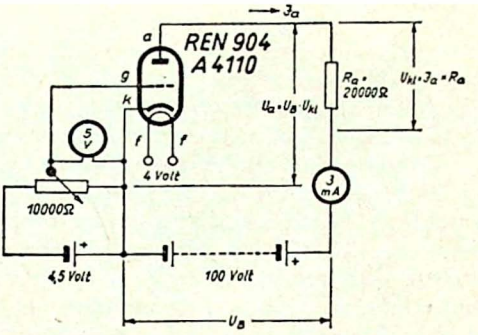


Bild 54

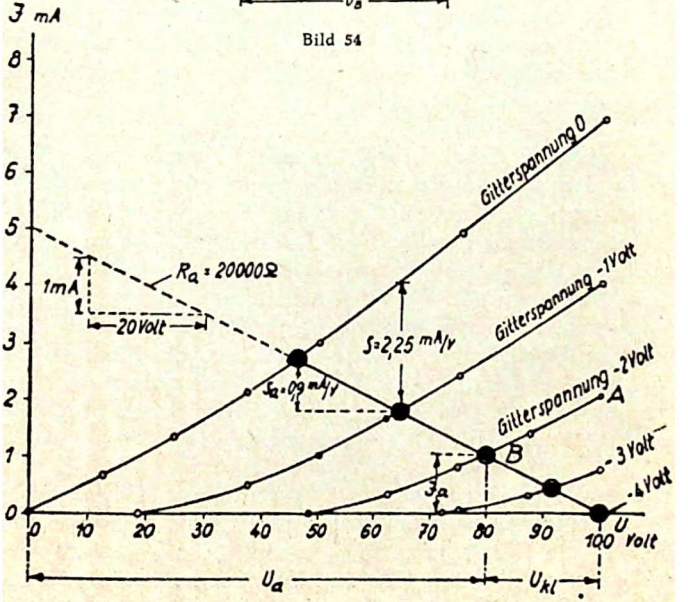


Bild 55

Bild 58 eingezeichnete schräge Gerade wohl auch „Arbeitskennlinie". Sie ähnelt der Kennlinie in Bild 2, denn durch das Ändern der Gitterspannung wird ja auch der Strom durch den äußeren Widerstand geregelt! Während die normalen Kennlinien beispielsweise bei dem Punkt, der zu 65 V und − 1 V in Bild 58 gehört, eine Steilheit von etwa S = 2,25 mA pro Volt (mA/Volt) erkennen lassen, gilt für die Arbeitskennlinie nur noch eine „Arbeitssteilheit" von etwa S_a = 0,9 mA/Volt. Wie das zusammenhängt, machen Bild 56 und 57 deutlich, in denen wieder von geradlinigen J_a=U_a=Kennlinien Gebrauch gemacht ist. In Bild 56 sind die zugehörigen J_a=U_g=Kennlinien eingezeichnet. Ferner findet sich in beiden eine Arbeitskennlinie (diesmal für R_a = 5000 Ohm) eingetragen und man sieht ganz deutlich, daß die Arbeitskennlinie eine geringere Steilheit hat als die sog. „statischen" oder J_a=U=Kurzschlußkennlinien.

Wir lernen die Arbeitskennlinien näher kennen. Mit größerem Außenwiderstand werden die Kennlinien immer flacher und daher die „Arbeitssteilheit" immer geringer. Dabei ist aber folgendes zu beachten. Im J_a=U_a=Kennlinienfeld ist die Arbeitskennlinie stets eine gerade Linie, wenn R_a ein Ohmscher Widerstand ist. Daß die Arbeitskennlinie auch im J_a=U_g=Kennlinienfeld von Bild 56 u. 57 als Gerade erscheint, ist jedoch nur darauf zurückzuführen, daß hier die Röhrenkennlinien als Geraden mit überall gleichbleibendem Abstand angenommen wurden. Das stimmt jedoch in der Praxis nicht, wie aus Bild 55 ganz deutlich zu ersehen ist.

Krumme Kennlinien verursachen Verzerrungen. Überträgt man die Arbeitskennlinie für diesen der Praxis entnommenen Fall auf die Darstellung für J_a und U_g, so bekommt man eine gekrümmte Kurve (Bild 58). Um dem Leser die Möglichkeit zu geben, sich durch Einzeichnen verschiedener Arbeitskennlinien in die Kennlinienfelder einer Röhre selbst noch

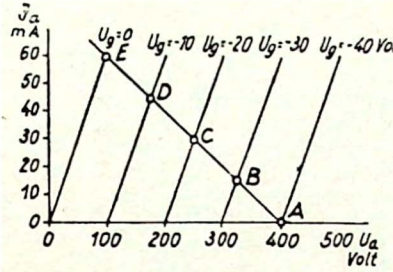


Bild 56

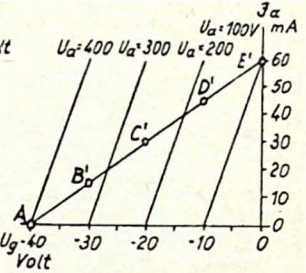


Bild 57

von dem Gesagten zu überzeugen, sind in Bild 59 die Kennlinien der CC2 wiedergegeben. Wie eine solche gekrümmte Arbeitskennlinie sich auf die Verstärkereigenschaften der Röhre auswirkt, ist in Bild 61 zeichnerisch dargestellt. Eine Gitterwechselspannung U_g (von reiner Sinusform) erzeugt wegen der gekrümmten Kennlinie, die hier stark übertrieben gekrümmt gezeichnet ist, einen Anodenwechselstrom (und damit am äußeren Widerstand auch eine Anodenwechsel-

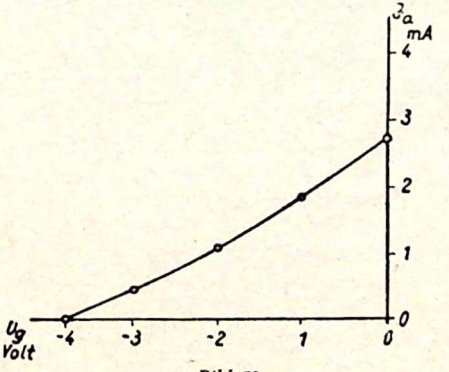


Bild 58

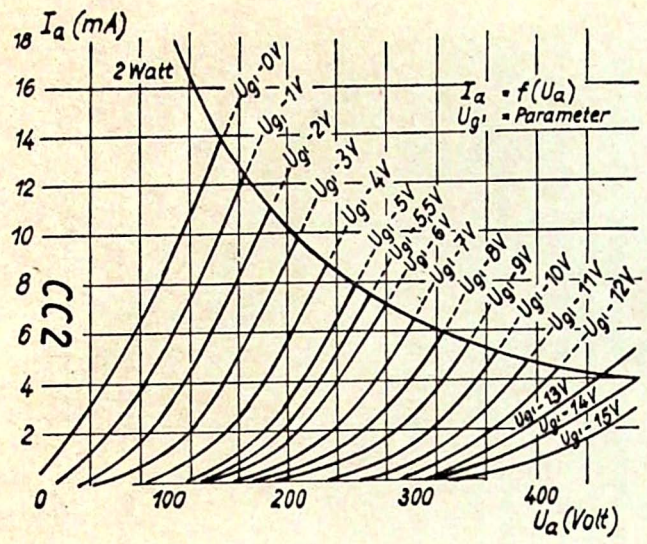


Bild 59

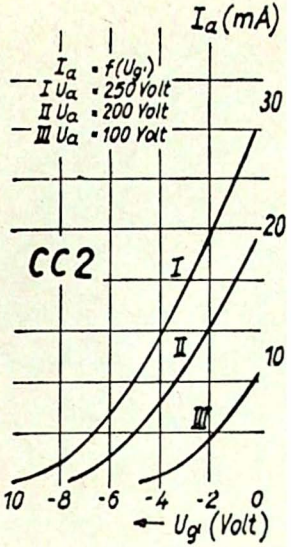


Bild 60

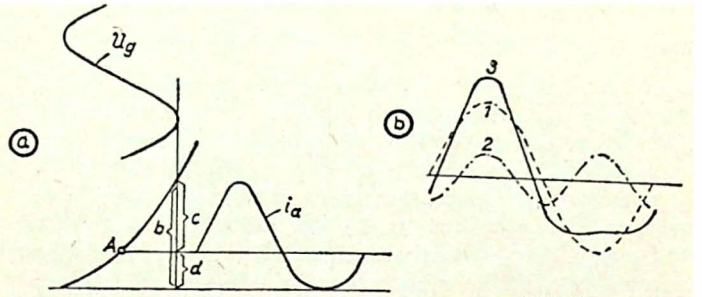


Bild 61

spannung), der durchaus nicht mehr sinusförmig aussieht, vielmehr auf der einen Seite „überhöht", auf der anderen Seite „abgeflacht" wirkt (I_a). Man kann sich eine abgeflachte Kurve (3) entstanden denken aus einer Sinusschwingung bestimmter Frequenz (1) und aus einer zweiten von der doppelten Frequenz (2) und entsprechend geringerer Amplitude Bild 61b). Wenn man also einen „reinen Ton" in Form einer Sinusschwingung aufs Gitter der Röhre mit dieser krummen Kennlinie gibt, so erhält man im Anodenkreis außer der hineingeschickten Schwingung noch beigemischt eine Schwingung doppelter Frequenz (die man auch Oberschwingung oder Harmonische der ersteren nennt) von einer Amplitude, die von der Stärke der Krümmung abhängt. Diese Beimengung — wir werden später noch eine solche der dreifachen Frequenz kennenlernen — bildet ein Maß dafür, in welchem Umfange die Röhre die Kurvenform „verzerrt". Da man im Lautsprecher mit zunehmendem Gehalt der „zweiten Harmonischen" ein klirrendes Geräusch vernimmt, hat man die Erscheinung auch als **„Klirrfaktor"** oder **„Klirrgrad"** bezeichnet. Für die Kennlinienform nach Bild 61, die allgemein bei Trioden (und auch Duoden) gilt, kann man den Klirrfaktor K leicht berechnen, indem man in Bild 62 die Strek-

ken b, c und d ausmißt und dann die Werte in die Rechnung einsetzt: $K = \frac{c - d}{2 \cdot b}$. Multipliziert man das Ergebnis dieser Rechnung mit 100, so bekommt man den Klirrfaktor (Oberwellengehalt) in Prozent der (ursprünglichen) Grundschwingung. Für Bild 61 ergibt sich demnach im Anodenkreis ein Gehalt von rund 16,6 % an der zweiten Oberschwingung, für Bild 58 rechnet man unter der Voraussetzung, daß man bei — 2 Volt Gitterspannung arbeitet und eine Gitterwechselspannungsamplitude von 2 Volt voraussetzt, 13,6 % Klirrfaktor aus. Würde man mit einer Gitterwechselspannung von nur 1 Volt Amplitude arbeiten, so wäre der Klirrfaktor kleiner, nämlich nur rund 8 %. Das deutet also darauf hin, daß man durch sehr weitgehendes Aussteuern einer Röhre zu größeren Klirrfaktoren kommt. Treibt man die Sache zu weit (bei einer Dreipolröhre über etwa K = 5 %), so wird der Klirrfaktor sehr groß und man spricht auch von „Übersteuerung" der Röhre.

Man kann die Arbeitskennlinie fast gerade machen.

Wie man die Krümmung der Arbeitskennlinie bei Dreipolröhren beeinflussen kann, mag an einem Beispiel gezeigt werden. In Bild 62 und 63 findet man die beiden Kennlinienfelder einer Röhre, wie sie in den Endstufen großer Rundfunkgeräte und auch in 10-Watt-Verstärkern noch verwendet wird, der AD 1. Sie wird normalerweise mit 250 Volt Anodenspannung und — 45 Volt Gittervorspannung betrieben, außerdem wird der äußere Widerstand praktisch nie direkt in den Anodenkreis geschaltet, sondern unter Zwischenschaltung eines Übertragers Ü (Bild 64). Hat dieser auf beiden Wicklungen eine gleichgroße Windungszahl (Übersetzungsverhältnis 1:1), so erscheint ein an die Sekundärseite angeschlossener Widerstand R in gleicher Größe auf der Primärseite, also als Außenwiderstand R_a der Röhre.

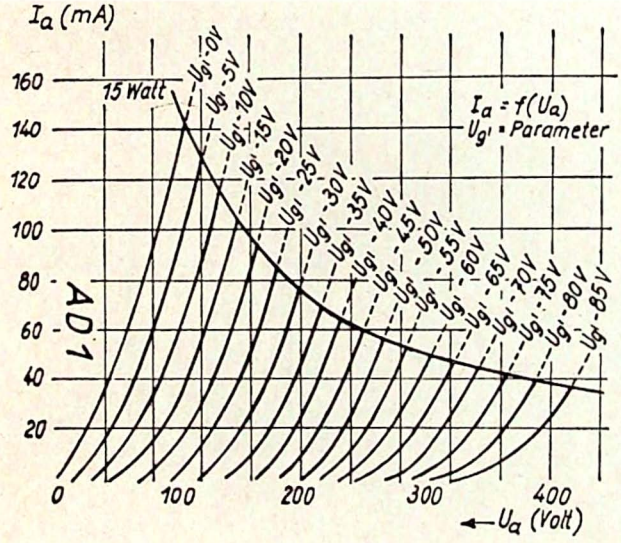


Bild 62

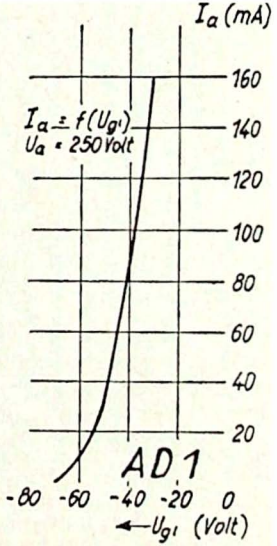


Bild 63

Der Vorteil gegenüber der direkten Einschaltung von R in den Anodenkreis der Röhre liegt auf der Hand: die Wicklung des Transformators hat für Gleichstrom kaum einen Widerstand, wohl aber einen sehr großen für Wechselstrom. Daher gelangt zwar die volle Gleichspannung an die Anode der Röhre, jedoch wird bei Anlegen der Gitterspannung der Außenwiderstand wirksam, denn die Transformatorwicklung bildet einen so hohen Außenwiderstand, daß man praktisch von Leerlauf sprechen könnte, wenn kein Widerstand R vorhanden wäre. Mit dieser Schaltung sind in Bild 65 für die Röhre AD 1 (vgl. Bild 62 und 63) und verschiedene Werte des Außenwiderstandes Arbeitskennlinien gezeichnet. Für Gleichstrom gilt die Kennlinie I, weil an der Wicklung von Ü keine Spannung abfällt. Für einen bestimmten Ohmschen Widerstand R bzw. R_a erhält man Kurve II, die also in der Darstellung für J_a=U_g in Bild 65 rechts noch eine schwache Krümmung aufweist. Im gleichen Gitterspannungsintervall ist aber für einen noch größeren Widerstand (Kurve III) die Arbeitskennlinie vollständig, der Klirrfaktor ist also praktisch Null, die Röhre arbeitet verzerrungsfrei. Von diesem Umstand macht man in der Praxis soweit angängig stets Gebrauch.

Die Röhre verstärkt Spannungen. Ganz gleichgültig, an welcher Stelle eines Empfängers man eine Röhre verwendet, stets

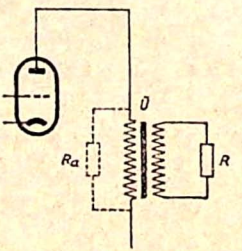


Bild 64

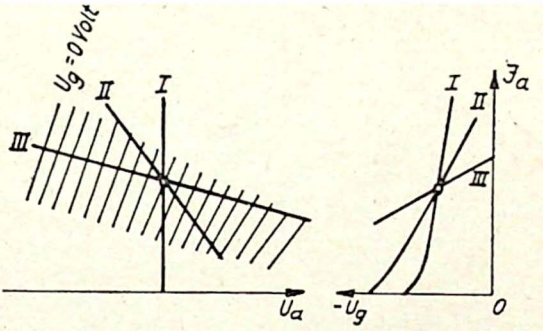


Bild 65

interessiert, welche Wechselspannung sie an einem bestimmten äußeren Widerstand erzeugen kann, welche Gitterspannung man dazu braucht und evtl. wie groß der dann fließende Anodenwechselstrom ist. Man erinnert sich der Ausführungen auf Seite 30. Die Röhre, deren idealisierte Kennlinienscharen in Bild 56 und 57 wiedergegeben sind, hat einen Durchgriff von D = 10 % und daher einen Verstärkungsfaktor von $1/D = \mu = 10$. Ihre Steilheit ist 6 mA/V und ihr Innenwiderstand rund 1666 Ohm, während die eingezeichnete Arbeitskennlinie zu R_a = 5000 Ohm gehört. Die Arbeitssteilheit ist 1,5 mA/V und R_a dreimal so groß wie R_i. Rechnet man nach dem obigen für eine Gitterwechselspannung von 20 Volt den Anodenwechselstrom aus, so erhält man $i_a = \frac{10 \cdot 20}{6666}$ oder 30 mA, was mit der zeichnerischen Darstellung übereinstimmt, denn wenn man beispielsweise die Gitterspannung zwischen den Punkten C und E (— 20 und 0 Volt) ändert, so ändert sich der Anodenstrom zwischen 30 und 60 mA. Rechnet man die Anodenspannung aus, so ergeben sich 150 Volt, was ebenfalls Bild 56 und 57 bestätigen. Für eine Gitterwechselspannung von nur 1 Volt wäre

sie also 7,5 Volt, man sagt auch, die Röhre habe eine „Spannungsverstärkung" von 7,5. Diese liegt natürlich stets unter dem Verstärkungsfaktor, der durch den Durchgriff bedingt ist, unter der sog. „Durchgriffsverstärkung", die ja hier 10 beträgt. Man kommt auf die Spannungverstärkung $V = 7{,}5$ noch in anderer Weise, wenn man die Arbeitssteilheit (S_a = 1,5 mA/Volt) mit dem Außenwiderstand multipliziert: $V = S_a \cdot R_a = 0{,}0015 \cdot 5000 = 7{,}5$. Daß das bei allen Röhren so ist, kann man an Hand ihrer Kennlinien leicht nachprüfen (vgl. z. B. Bild 59 u. 60). Je größer also die Arbeitssteilheit einer Röhre und je größer R_a wird, desto größer wird ihre Spannungsverstärkung, eine Erkenntnis, die besonders den Röhrenkonstrukteur interessiert, wenn er Röhren bauen will, die große Verstärkungen liefern. Wir kommen hierauf noch zurück.

Röhren können auch Leistungen abgeben. Auf Seite 11 war schon von der Leistung die Rede. Ist beispielsweise in den Anodenkreis einer Röhre ein Lautsprecher geschaltet, so muß sie an ihn Leistung abgeben, um die Membran zu bewegen. Da die Leistung durch Multiplikation des Stromes mit der Spannung ausgerechnet wird, kann für Bild 56 und 57 die Leistung errechnet werden. Für die dort angenommene Gitterwechselspannungsamplitude von 20 Volt würde die Stromamplitude von 30 mA multipliziert mit der Spannungsamplitude von 150 Volt eine Leistungsamplitude von 4,5 Watt ergeben. Da jedoch die wirkliche (effektive) Leistung bei Wechselstrom nur die Hälfte der Leistungsamplitude ausmacht, kann also die Röhre eine effektive Leistung von 2,25 Watt abgeben.

Die Röhre in ihrer praktischen Anwendung

Praktische Spannungsverstärkung. Die Wirkungsweise einer Triode dürfte nunmehr hinreichend klar sein, so daß nur

übrig bleibt, einige praktische Ergänzungen zu geben, wie man die Röhre anwendet. Der einfachste Fall ist der, daß man eine gegebene Wechselspannung verstärken will. Man braucht dann also keine Leistung, sondern will in erster Linie eine möglichst große Wechselspannung mit der Röhre erzielen, die man einer weiteren Verstärkerröhre oder der Endröhre zuführt. Man legt zu diesem Zwecke in den Anodenkreis der Röhre einen Widerstand. Im einfachsten Fall ist das ein Ohmscher Widerstand, für den die Fragen ja bereits durchgesprochen wurden. Da die Verstärkung, wie wir gesehen hatten, vom Verhältnis R_a zu R_i abhängt, sollte man denken, daß R_a für die Spannungsverstärkung gar nicht groß genug werden kann. Da aber die Anodenwechselspannung sich zu Arbeitssteilheit mal R_a ergibt und mit wachsendem R_a die Arbeitssteilheit kleiner wird, erreicht man da bald eine Grenze, jenseits der eine Erhöhung von R_a keinen Gewinn mehr bringt. Dieser Wert hängt von der Röhre ab. Für die indirekt geheizten Röhren vom Typ AC2, CC2 und EC2 bringen R_a's über 200 kΩ keinen praktischen Gewinn mehr, so daß man sich mit ihnen zufrieden geben wird. Die Spannungsverstärkung der gesamten Röhren beträgt dann reichlich 20. Bei einer Röhre vom Typ KC1 mit höherem Innenwiderstand geht man u. U. zu erheblich größeren Werten über, so wurden z. B. in Einkreisern in der zweiten Niederfrequenzstufe 1 MΩ verwendet.

Drosselkopplung. An die Stelle des ohmschen Widerstandes im Anodenkreis kann man auch einen Wechselstromwiderstand setzen, also z. B. eine Drosselspule großer Selbstinduktivität (30 bis mehrere 100 Henry). Diese hat für Gleichstrom einen geringen Widerstand, so daß also die Kennlinie mit der statischen übereinstimmt, für Wechselstrom jedoch stellt die Drossel einen hohen Widerstand dar, und zwar wird dieser bei gegebener Induktivität um so größer, je höher die zu verstärkende Frequenz ist. Da die Drossel stets eine

Eigenkapazität hat und Schaltung, Röhren usw. zusätzliche Kapazitäten in die Anordnung hineinbringen, die parallel zur Drossel liegen und da der Wechselstromwiderstand eines Kondensators mit der Frequenz sinkt, erreicht man bei irgendeiner Frequenz einen Höchstwert der Verstärkung, oberhalb dessen sie dann wieder absinkt. Bei widerstands-kapazitätsgekoppelten bzw. drossel-kapazitäts-gekoppelten Verstärkern liegen zum Anodenwiderstand auch Röhren- und Verdrahtungskapazitäten parallel, so daß man nicht beliebig hohe Frequenzen in dieser Schaltung verstärken kann, denn der parallel wirkende Wechselstromwiderstand der Kapazität sinkt bei höheren Frequenzen auf so niedrige Werte, daß die Verstärkung der Röhre praktisch Null wird.

Übertragerkopplung. Eine weitere Kopplungsart zwischen zwei Röhren muß noch erwähnt werden, nämlich die Übertragerkopplung. Denkt man sich an Stelle des Außenwiderstandes die Primärwicklung eines Übertragers angeschaltet, dessen Sekundärwicklung eine höhere Windungszahl hat, so daß z. B. das Übersetzverhältnis 1:2 erreicht wird, so wird die am Wechselstromwiderstand der Primärwicklung auftretende Wechselspannung (vgl. auch die vorher beschriebene Drosselkopplung) auf der Sekundärseite doppelt so hoch erscheinen. Eine Röhre, die mit der Primärwicklung allein eine Spannungsverstärkung von 20 haben mag, liefert mit dem Übertrager eine 40fache Verstärkung. Man kann mit dem Übersetzungsverhältnis nicht zu hoch gehen, weil man stets eine bestimmte Mindestselbstinduktion der Primärwicklung braucht, um auch niedrige Frequenzen (tiefe Töne) gut zu verstärken, andererseits sich außer der schädlichen Kapazität auch noch die Streuung des Übertrages bei hohen Frequenzen störend bemerkbar macht. Über ein Übersetzungsverhältnis von 1:4 geht man bei Übertragern zwischen Röhren kaum hinaus, nur wenn man einen starken Verstärkungsverlust bei hohen und tiefen Tönen zulassen kann, wie bei

Telegraphieverstärkern usw., sind noch höhere Übersetzungsverhältnisse zulässig.

Über die Verwendung von Dreipolröhren zum Verstärker hoher Frequenzen, wie sie im Rundfunkband usw. vorkommen, sei hier nicht weiter berichtet, weil hierfür heute ausschließlich andere Röhrentypen benutzt werden. Die vorstehend angegebenen Werte sind durchweg für die Verwendung im Niederfrequenz- (Tonfrequenz-) Verstärker bestimmt.

Deshalb braucht man indirekte Heizung. Es war weiter oben schon davon gesprochen worden, daß indirekt geheizte Kathoden insbesondere für Verstärkerröhren usw. zweckmäßig sind, wenn man diese mit Wechselstrom heizen will. Schließt man (Bild 66) eine direkt geheizte Röhre an die Heizwicklung eines Transformators an und schaltet diesen ans Wechselstromnetz und ist ferner in der gewohnten Weise der Gitterkreis wie der Anodenkreis an das eine Heizfadenende zurückgeführt, so überlagert sich der Gitterspannung der Batterie noch die Heizwechselspannung zwischen den beiden Heizfadenenden und im Anodenkreis bekommt man einen Anodenwechselstrom bzw. (an R_a) eine Wechselspannung, die sich weiter überträgt und ein lautes Brummen im Lautsprecher hervorruft. Um hier abzuhelfen, kann man nach Bild b oder c vorgehen, indem man Gitter- und Anodenkreis an die Mitte der Heizwicklung bzw. eines zu dieser parallel geschalteten Spannungsteilers anschließt, denn dann heben sich die Wechselspannungen der beiden Heizfadenhälften in ihrer Wirkung auf und der auf diese Weise entstehende Brumm fällt weg. Leider ergibt sich aber dennoch ein Brumm, wenn der Heizfaden sehr dünn ist, denn dann folgt seine Temperatur der schwankenden Heizspannung, und somit schwankt auch der Anodenstrom im gleichen Rhythmus wie die Heizspannung. Man kann nur bei Röhren mit relativ starkem Heizfaden und geringer Verstärkung, also bei Endröhren, eine solche direkte Heizung mit Wechsel-

strom anwenden, während man für alle Vorstufen gezwungen ist, im Interesse der Brummfreiheit Röhren mit indirekt geheizter Kathode (Bild 66d) anzuwenden. Zur Verhütung einer weiteren Brummart, die dadurch zustandekommt, daß die Röhre bzw. – genauer gesagt – ihr Gitter von benachbarten wechselstromführenden Leitungen her beeinflußt wird, werden die Röhren für die ersten Stufen von Verstärkern und Empfängern außen durch einen metallischen Überzug – neuere Röhrentypen innerhalb der Röhre – geschützt.

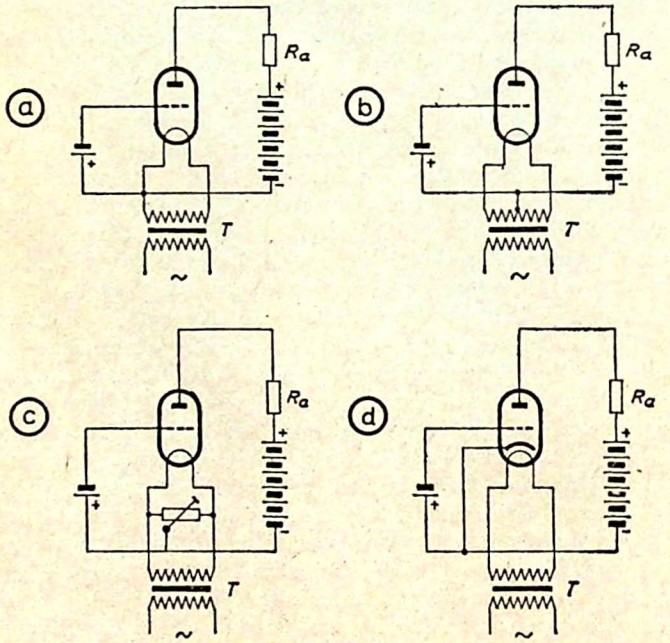


Bild 66

Die Anpassung bei der Triode. Die Frage nach der größtmöglichen Leistung ist bereits dahingehend beantwortet worden, daß bei Anpassung, also $R_a = R_i$, die größte Leistung abgegeben wird. Das gilt aber für die Röhre nur so lange, wie man nur eine bestimmte Gitterspannung zur Verfügung hat. In der Praxis kann man jedoch durch entsprechend größere Verstärkung vor der Leistungsröhre (Endröhre) stets die gewünschte Gitterwechselspannung bereitstellen. Dann ergibt sich die größte Leistung, wenn man R_a zweimal so groß macht wie R_i. Das sind die rein theoretischen Überlegungen, die vom Idealfall der geradlinigen Kennlinien ausgehen. In Wirklichkeit sind sie aber gekrümmt, und man

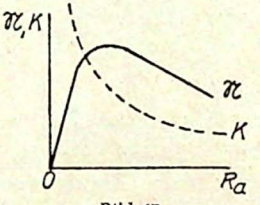


Bild 67

darf dann R_a nur so wählen, daß der Klirrfaktor nicht zu groß wird. In der Praxis wird heute für alle Leistungsröhren angegeben, mit welchem R_a sie bei hinreichend kleinem Klirrfaktor die höchstmögliche Leistung abgeben. Man kann für verschieden große R_a-Werte bei einer gegebenen Röhre Kurven zeichnen (Bild 67), die die Abhängigkeit der abgegebenen Leistung N und des Klirrfaktors K von R_a angeben. Während oberhalb eines bestimmten Wertes N nur langsam kleiner wird, sinkt K sehr rasch ab (die Darstellung gilt nur für Dreipolröhren), so daß man durch ein geringes Opfer an Leistung einen großen Gewinn an Verzerrungsfreiheit bekommt. Für die AD 1, die im Arbeitspunkt (U_a = 250 Volt, U_g = − 45 Volt) einen inneren Widerstand von 1000 Ohm

hat, würde R_a = 2000 Ohm die größte Leistung ergeben, sofern man ausreichend Gitterwechselspannung zur Verfügung hat. Wegen der Krümmung der Arbeitskennlinie wählt man jedoch R_a zu 2300 Ohm und läßt als maximale Gitterwechselspannungsamplitude rund 42,5 Volt zu. Die Röhre gibt dann 4,2 Watt ab und zwar bei einem Klirrfaktor von 5%. Man würde in der Praxis also dann wieder von „Anpassung" — nämlich bei günstiger Wirkungsweise — sprechen können.

Bei Dreipolendröhren liegen die günstigsten Außenwiderstandswerte zwischen 2300 Ohm bei AD 1 und 12000 Ohm für die RE 134, die Gitterwechselspannungen für volle Aussteuerung zwischen 12 und 30 Volt effektiv. Da man im Handel für die gebräuchlichen Lautsprechertypen und alle Endröhren die passenden Lautsprecherübertrager (Ausgangstransformatoren) erhält, braucht man sich hierum weniger zu kümmern.

Der Übertrager hilft bei der Anpassung. Ist der Lautsprecherwiderstand R nicht gleich dem für die Röhre günstigsten Wert R_a, so muß man vom Übersetzungsverhältnis 1:1 abweichen, und zwar rechnet man das erforderliche Übersetzungsverhältnis aus, indem man den für die Röhre angegebenen R_a-Wert durch den wirklich vorhandenen R-Wert dividiert und aus dem Ergebnis die Quadratwurzel zieht (hierfür gibt es Tabellen). Ist also z. B. ein Lautsprecher mit R = 5 Ohm mit einer AD 1 zu verwenden (R_a = 2300 Ohm), so erhält man $\sqrt{\frac{2300}{5}}$ oder rund 21,45 zu 1 für das Übersetzungsverhältnis des Transformators.

Wirkungsgrad und Verlustleistung. Stellt man bei einer Röhre einen bestimmten Arbeitspunkt durch entsprechende Wahl der Anoden- und Gitterspannung ein (in Bild 68 Punkt A entsprechend U_a = 250 Volt und U_g = — 45 Volt), so ergibt sich ein bestimmter Anodenstrom (im Bild J_a = 60

mA), gleichgültig, ob der Röhre eine Gitterwechselspannung zugeführt wird oder nicht. Die auf die Anode prallenden Elektronen erwärmen diese, die Wärmeenergie geht verloren. Die äquivalente elektrische Leistung ist Anodengleichspannung mal Anodengleichstrom für unseren Fall. Sie wird als „Verlustleistung" bezeichnet und darf für jeden Röhrentyp einen bestimmten Wert nicht überschreiten, wodurch — außer durch die für gewöhnlich ebenfalls begrenzte Anodenspannung — der Arbeitspunkt innerhalb gewisser Grenzen liegen muß. Im Falle von Bild 68 beträgt die zulässige Verlustleistung N_v gerade 15 Watt, soviel nimmt die Röhre im Arbeitspunkt A auch auf (250 V · 6 mA). Wird die Röhre durch eine Wechselspannung mit 45 V Amplitude am Gitter gesteuert, so fließt ein Anodenwechselstrom von 60 mA Amplitude, und es entsteht am Außenwiderstand bei der gezeichneten Arbeitskennlinie eine Anodenwechselspannung von 140 V Amplitude, d. h. es wird in der Amplitude eine Leistung von 8,4 Watt bzw. eine effektive Leistung von 4,2 Watt an den Außenwiderstand abgegeben. Um diese Leistung vermindert sich dann die von der Röhre aufgenommene Leistung (hier N_a). Von N_a (hier also gleich 15 Watt) werden $\mathfrak{N}_a = 4{,}2$ Watt abgegeben, so daß sich nur noch 10,8 Watt

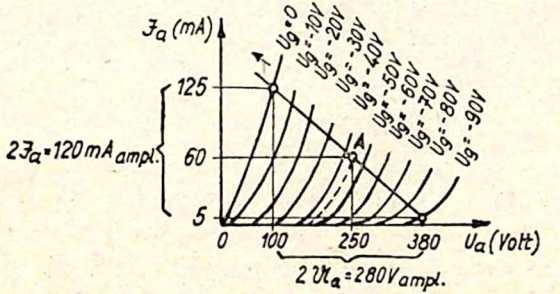


Bild 68

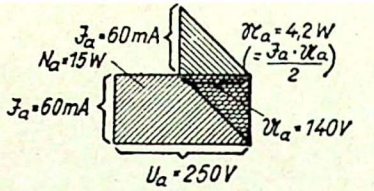


Bild 69

in Wärme umsetzen! Man bezeichnet das Verhältnis Anodenwechselstromleistung N_a (an R_a abgegeben) zur Anodengleichstromleistung N_a (aus der Anodenstromquelle aufgenommen) als Wirkungsgrad η (griech. Buchstabe „Eta"). N_a ist also dabei gleich der Summe von N_v und N_a. Das Verhältnis N_a/N_v bezeichnet man als „Ausnutzungsfaktor". Die Leistungsverhältnisse sind in Bild 69 nochmals graphisch dargestellt. Das Rechteck entspricht der gesamten, von der Röhre aufgenommenen Leistung N_a, das Dreieck (immer die Flächen als Maß genommen) der abgegebenen Nutzleistung N_a, so daß man also zur Gewinnung der Verlustleistung N_v die Dreieckfläche von der Rechteckfläche abziehen müßte.

Wie man aus Bild 68 sieht, wird zwar der Anodenstrom der Röhre nahezu voll durchgesteuert, jedoch bleibt bei der Anodenspannung ein Rest von 100 Volt, der nicht ausgenutzt wird. Wie man diesen Rest verkleinern kann, ist klar: man muß die Kennlinie in der Pfeilrichtung drehen, mit anderen Worten also: den Innenwiderstand herabsetzen. Das kann man durch größeren Durchgriff und größere Steilheit der Röhre erreichen, es gibt aber auch noch andere Mittel, auf die später eingegangen wird.

Bei wirklichen, also gekrümmten Röhrenkennlinien, wird man die Aussteuerung u. U. nicht ganz so weit treiben dürfen, wie das in Bild 68 angegeben wurde, vielmehr wird man dort zu geringeren Aussteuerungsgraden kommen, also zu noch kleineren Wirkungsgraden.

Spannungsverstärker und Leistungsverstärker in der Schaltung. Eine Schaltung für Verstärker mit ohmschem Außenwiderstand bzw. mit Übertrager angekoppeltem Lautsprecher ist in Bild 70 gezeigt. Die Röhre V_1 ist für die Spannungsverstärkung bestimmt, die zu verstärkende Spannung wird ihr bei E zugeführt. Die Metallisierung der Röhre ist mit M bezeichnet, R_2 ist ihr Außenwiderstand. Die an ihm auftretende, verstärkte Wechselspannung gelangt über den Kopplungskondensator C_2 ans Gitter der nächsten Röhre V, in deren Anodenkreis der Übertrager mit dem sekundärseitig angeschlossenen Lautsprecher liegt. Da der Kondensator C_2 den Gleichstrom sperrt und das Gitter von V_2 somit keine bestimmte Spannung bekommt, wird ihm über den Gitterwiderstand R_4 die erforderliche Vorspannung zugeführt. Bisher war die Gittervorspannung stets aus einer Batterie entnommen worden, die mit ihrem Pluspol der Kathode bzw. dem Heizfaden der Röhre zugewendet war. Man kann aber die Verwendung einer solchen getrennten Batterie umgehen. Schaltet man einen Widerstand (R_1) zwischen die Kathode und den Minusanschluß der Anodenspannung und legt an

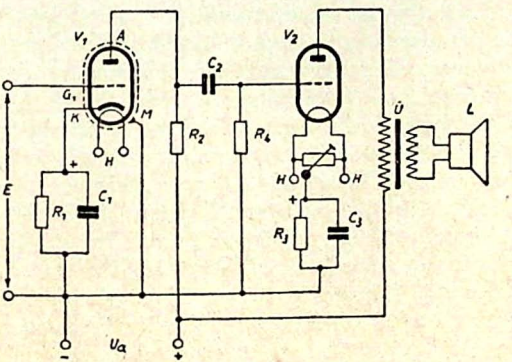


Bild 70

letzteren das dem Gitter abgewandte Ende des Gitterkreises, so durchfließt der Anodenstrom der Röhre diesen Widerstand und verursacht an ihm einen Gleichspannungsabfall (Strom mal Widerstand gleich Spannung). Um diesen Betrag wird also die Kathode positiver gegenüber der Gitterrückleitung bzw. letztere negativer gegenüber der Kathode, somit ist also der Zweck erfüllt: Durch Anwendung des Kathodenwiderstandes erhält man eine negative Gittervorspannung. Damit nun die Gitterwechselspannung ungestört an dem Widerstand vorbei zum Gitter gelangen kann, und damit durch den Anodenwechselstrom an dem Widerstand keine Wechselspannung entstehen kann, die der Gitterwechselspannung entgegenwirkt, muß man parallel zum Kathodenwiderstand R_1 einen Wechselstromkurzschluß, also einen Kondensator sehr großer Kapazität (C_1) schalten. Es sind hier Werte zwischen etwa 8 und 100 μF üblich. Bei einer direkt geheizten Röhre wird der Kathodenwiderstand (R_3) mit seinem Überbrückungskondensator (C_3) in der in Bild 70 gezeigten Art zwischen den Schleifer des dem Heizfaden parallel liegenden Spannungsteilers oder die Mittelanzapfung der Heizwicklung und Minus geschaltet. Durch richtige Einstellung des Schleifers am Spannungsteiler bekommt man den Punkt heraus, für den der Brumm (vgl. Bild 66b und c) am geringsten ist. Aus diesem Grunde nennt man den Spannungsteiler auch „Entbrummer".

Für die Ermittlung der wirklichen Arbeitskennlinie der Röhre V_1 in Bild 70 muß man berücksichtigen, daß ja parallel zu R_2 noch der Widerstand R_4 liegt; denn der Kondensator C_2 sollte ja für die zu verstärkenden Wechselspannungen einen Kurzschluß bilden. Infolgedessen wird die Spannungsverstärkung etwas geringer als die für R_2 allein festgestellte. Da jedoch R_2 für die gängigen Verstärker-Trioden kaum größer als 200 kΩ ist und der zulässige Höchstwert von R_4 bei der gezeigten Schaltung für die Gittervorspannung der Endröhre zwischen 0,7 und 1,5 MΩ liegt, ist der Einfluß nicht

sehr erheblich. Daß natürlich die Spannung U_a bei dieser automatischen Gittervorspannungserzeugung um den Betrag der erforderlichen Gittervorspannung (Kathodenspannung) größer sein muß als die für die Röhre benötigte Anodenspannung, versteht sich von selbst. Bei der AD 1 mit 250 Volt Anodenspannung und − 45 Volt Gittervorspannung muß man daher $U_a = 295$ Volt machen.

Der Richtverstärker

Ein anderes Anwendungsgebiet der Trioden muß hier noch besprochen werden, weil es sehr wichtig ist. Verlegt man den Arbeitspunkt A einer Röhre durch entsprechend große negative Gittervorspannung an den Kennlinienanfang (Bild 71) und führt — wie beim normalen Verstärker — der Röhre eine Gitterwechselspannung zu, so werden im Anodenkreis noch Halbwellen erscheinen, die Röhre richtet also geich. Man bezeichnet diese Anwendungsart der Röhre für die Gleichrichtung auch als „Richtverstärkung" oder als „Anodengleichrichtung" (weil der gleichgerichtete Strom im Anodenkreis entsteht) und verwendet diese Anordnung heute noch hin und wieder zur Gleichrichtung modulierter Hochfrequenz an Stelle der Ventilröhre (Diode). Gegenüber der einfachen Zweipolgleichrichtung hat der Anodengleichrichter jedoch den Vorteil, daß er gleichzeitig verstärkt.

Verzerrungen beim Richtverstärker. Bei nicht genau am Kennlinienanfang, im „unteren Kennlinienknick" liegendem Arbeitspunkt erfolgt unvollständige Gleichrichtung (Bild 72). Aus dem Bild geht auch hervor, daß bei Gleichrichtung die zweite Harmonische besonders stark auftreten muß, jedoch zunächst nur bei der Hochfrequenz, die nach der Gleichrichtung aber nicht mehr interessiert, sondern durch einen Kondensator kurzgeschlossen wird. Bei Gleichrichtung einer

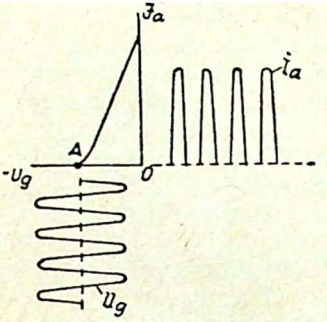


Bild 71

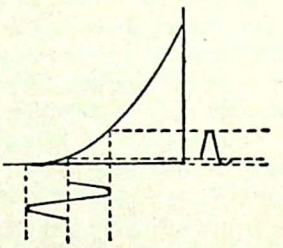


Bild 72

mit Niederfrequenz (UN) modulierten Hochfrequenzspannung (U_H in Bild 73) erscheint im Anodenkreis der Röhre der Modulationsstrom (iN) einem mittleren Anodenstrom (i_a) überlagert und verursacht an dem allein für Tonfrequenzen, nicht aber für Hochfrequenz wirksamen Außenwiderstand eine verstärkte Tonfrequenzwechselspannung. Die Kurvenform des Anodenstromes bei kleiner Aussteuerung ist praktisch unverzerrt, bei großer Aussteuerung (Bild 74) jedoch erleidet auch die Kurvenform der Tonfrequenzspannung eine nennenswerte Verzerrung. Aus diesem Grunde ist der Richtverstärker für die Gleichrichtung (Demodulation) sehr weit ausmodulierter Hochfrequenz weniger geeignet, denn auch nach großen Anodenstromwerten hin ist die Aussteuerung begrenzt. Bei sehr großer Hochfrequenzspannung steuert man schließlich die Röhre in den Gitterstrombereich, wo sie Leistung aufnimmt (Gitterstrom) und so eine zusätzliche Verzerrung bewirkt. Endlich kann auch dann eine Verzerrung auftreten, wenn durch sehr weitgehende Aussteuerung der Röhre bei einem hohen Momentanwert der Aussteuerung der momentane Spannungsabfall am Außenwiderstand annähernd der Anodenbetriebsspannung gleich wird.

Das Audion

Die Bedeutung des Anodengleichrichters ist nicht sehr groß, meist wird eine andere Art der Gleichrichtung angewandt. Man kann sich die Wirkungsweise des Audions verhältnismäßig einfach klarmachen, wenn man von einer Anordnung nach Bild 75a oder b ausgeht. Die hochfrequente Eingangsspannung E, die gleichgerichtet werden soll, wird in Bild 75 über einen Kondensator C — der Hochfrequenz durchläßt, Tonfrequenz und Gleichstrom jedoch sperrt, also klein ist

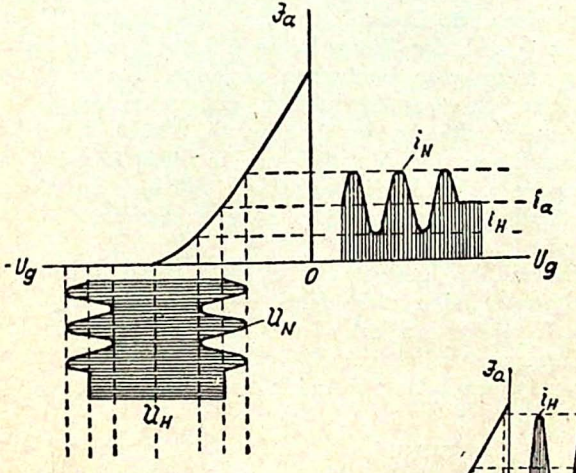


Bild 73

Bild 74

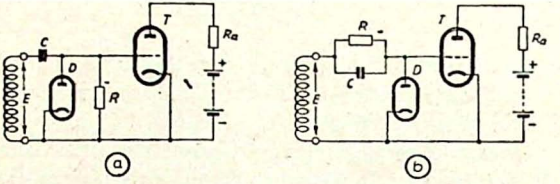


Bild 75

(25 bis 250 pF) — einer Zweipolröhre D zugeführt und dort gleichgerichtet, so daß am Widerstand R eine Gleichspannung entsteht, die bei Vorhandensein einer Modulation in deren Rhythmus schwankt. Das Gitter der Dreipolröhre T erhält deshalb je nach der Größe der an E herrschenden Hochfrequenzspannung eine bestimmte negative Vorspannung, außerdem aber eine der Modulation entsprechende Gitterwechselspannung, die sie verstärkt an R_a abgibt. Man hat also Gleichrichtung und Verstärkung. In Bild 75b ist die Wirkungsweise praktisch die gleiche, nur daß hier der gleichgerichtete Strom gleichzeitig die an E angeschlossenen Schaltelemente mit durchfließt.

Eine Zweipolröhre besteht aus einer Kathode und einer ihr gegenüberstehenden, nicht geheizten Elektrode, die keine besondere Vorspannung hat. Beide Elemente sind in der Dreipolröhre auch vorhanden: Kathode und Gitter. Letzteres kann also gewissermaßen als Anode einer Zweipolröhre wir-

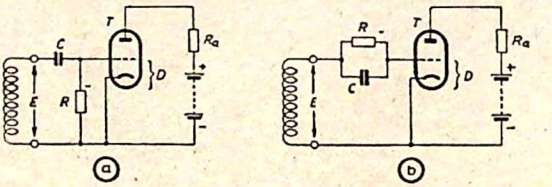


Bild 76

ken und tut es in den Schaltungen der Bilder 76a und b auch. Es ist so, als hätte man die Zweipolröhre mit in die Dreipolröhre hineingebaut und Gitter und Anode der Zweipolröhre miteinander verbunden. R und C werden hier als Gitterwiderstand (Gitterableitung) und Gitterkondensator bezeichnet. Diese „Audion"-Schaltungen werden wegen der Vereinigung von Gleichrichtung und Verstärkung, sowie wegen der Möglichkeit, sie gut in rückgekoppelten Schaltungen zu verwenden, häufig in einfacheren Geräten angewandt.

Verzerrungen beim Audion. Ein Nachteil des Audions ist, daß es bei sehr großen Eingangsspannungen stark verzerrt bzw. versagt. Das hängt folgendermaßen zusammen. Führt man einer Zweipolröhre in Bild 75 bzw. dem Audiongitter (Bild 76) eine kleine Hochfrequenzspannung zu, so arbeitet man (Bild 77) im stark gekrümmten Anfangsgebiet der Kennlinie (Zweipolröhrenspannung-Zweipolröhrenstrom — oder entsprechend Gitterspannung-Gitterstrom) und bekommt bei starker Modulation erhebliche Verzerrungen (vgl. auch Bild 74). Macht man dagegen die Hochfrequenzspannung an einer Zweipolröhre sehr groß, so arbeitet man auf einem nahezu völlig geradlinigen Gebiet der Kennlinie (Bild 78), und der Anteil der Krümmung am Kennliniensprung wirkt sich praktisch kaum noch aus. Leider wird dann auch der mittlere Strom (I) und die negative Gitterspannung groß. Für die Vergrößerung der Hochfrequenzspannung ist also eine Grenze gesetzt, denn wenn der Anodenstrom der Audionröhre nahezu Null wird, setzt ja auch Anodengleichrichtung ein, die der Gittergleichrichtung entgegenwirkt und zu starken Verzerrungen führt. Das ausnutzbare Arbeitsgebiet des Audions — besonders bei hohen Modulationsgraden der Hochfrequenzträgerspannung (U_H in Bild 74) — ist aus diesem Grunde sehr klein und genügt den heutigen Ansprüchen hinsichtlich erstklassiger, möglichst verzerrungsfreier Wiedergabe nicht mehr.

Rückkehr zur Diode. Man ist daher wieder zur ursprünglichen Anordnung mit getrennter Diode zurückgekommen, hat jedoch dadurch verfeinert, daß man der Triode (Bild 79a und b) eine geeignete Vorspannung durch Kathodenwiderstand (R_3) gibt und die am Belastungswiderstand R_1 der Zweipolröhre auftretende Gleichspannung durch einen großen Sperrkondensator (C_2) fernhält, der Tonfrequenz gut durchläßt. Man kann dann also die Zweipolröhre entsprechend Bild 79b (mit geringer Verzerrung) betreiben. Als Gitterableitung für die Triode wirkt R_2. Derartige Schaltungen finden sich in den mannigfachsten Abwandlungen heute in großen Empfängern, besonders in Superhets. Für diesen Zweck hat man sogar Spezialröhren geschaffen, bei denen außer einer Dreipolröhre noch eine oder zwei Diodenstrecken mit getrennten Anschlüssen in einem Kolben eingebaut sind. Man bezeichnet diese Röhren mit einer Zweipolstrecke auch als „Binoden" (z. B. EAF 42), die mit Zweipolstrecken als Duodioden-Trioden (Doppelzweipol-Dreipolröhren), z. B. EBC 41, EBF 11, EBF 85. Daß die Wirkungsweise des Audions an sich komplizierter ist, braucht uns hier nicht zu stören, es sollte ja nur das Grundsätzliche erklärt werden.

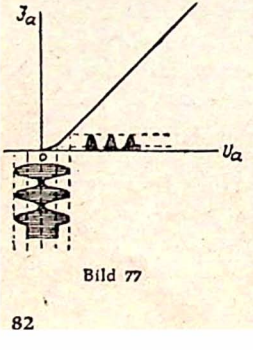


Bild 77

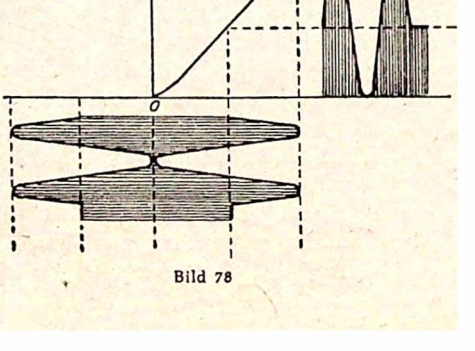


Bild 78

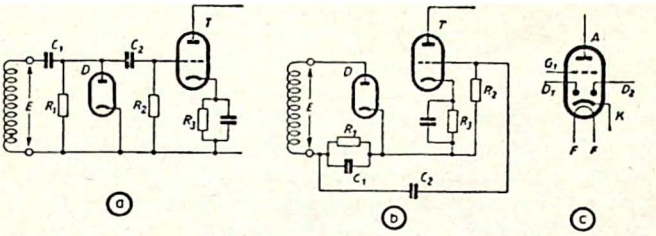


Bild 79

Gegentakt

Endröhren im Gegentakt. Eine besondere Verwendungsart der Dreipolröhren für die Erzielung großer Leistungen muß noch erwähnt werden. Man kann zwar mehrere Trioden parallel schalten, um auf größere Leistungen zu kommen, verwendet aber lieber die sog. Gegentaktschaltung, die ihren Namen daher hat, daß zwei gleiche Endtrioden im Gegentakt und zwar so geschaltet werden, daß Gitterwechselspannung und Anodenwechselspannung bei beiden Röhren entgegengesetzt sind. Dies wird in Bild 80 durch die Unterteilung der Sekundärseite des Eingangsübertragers AÜ und der Primärseite des Ausgangsübertragers AÜ erreicht, wie auch aus Bild 80 zu ersehen ist. Im Ausgangsübertrager setzen sich

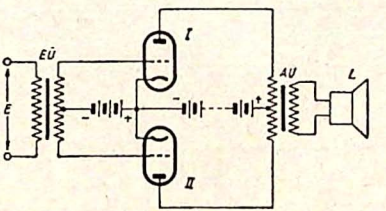


Bild 80

die Anodenwechselströme bzw. =spannungen beider Röhren wieder in der richtigen Weise zusammen, so daß an den Lautsprecher L die Leistung beider Röhren abgegeben wird. Dabei wird der durch die zweite Harmonische verursachte Klirrfaktor erheblich vermindert. Man kann im Grenzfall, wenn der innere Widerstand der Röhren extrem klein wird, den Wirkungsgrad von Dreipolröhren, die (z. B. nach Bild 81 symmetrisch zum Arbeitspunkt ausgesteuert werden, nahe an 50% bringen. Derartige Stufen bezeichnet man als „A"=Verstärker.

Da Eingangsübertrager leicht Brummstörungen aufnehmen, schwer und teuer sind, wenn sie einen großen Frequenzbereich verzerrungsfrei übertragen sollen, benutzt man heute für Gegentaktschaltungen meist eine Phasenumkehrröhre, die die erforderliche, um 180° phasenverschobene Gitterwechselspannung für die zweite Gegentaktendröhre liefert.

Eine solche Phasenumkehrschaltung ist im Prinzip in Bild 82 wiedergegeben. Dem Gitter der Röhre V_1 wird die Niederfrequenzspannung U_1 zugeführt. Ein Teil der in dieser Röhre verstärkten und gegen die Eingangsspannung U_1 um 180° phasenverschobenen Niederfrequenzspannungen U_2 wird im Punkt a von dem als Spannungsteiler ausgebildeten Gitterableitwiderstand $R_1 + R_2$ der Gegentakendröhre (V_3) abgenommen und dem Gitter der Phasenumkehrröhre V_2 zugeleitet.

Die abgenommene Teilspannung U_2 muß um die Verstärkung der Röhre V_1 kleiner als U_2, also gleich der Eingangsspannung U_1 sein. Die in V_2 verstärkte Niederfrequenzspannung wird schließlich dem Gitter der zweiten Gegentaktendröhre V_4 zugeführt. Zwischen V_1 und V_3 sowie zwischen V_2 und V_4 wird je eine normale verzerrungsfreie RC=Kopplung verwendet.

„B"=Verstärker. Verlegt man den Arbeitspunkt — wie in der Darstellung Bild 83 — in den Kennlinienfang, so läßt jede der Röhren nur eine Halbwelle durch, der Ausgangsübertrager setzt jedoch beide Halbwellen wieder zu einer ganzen

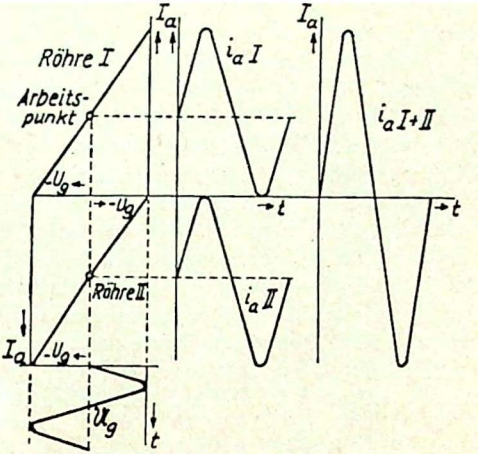


Bild 81

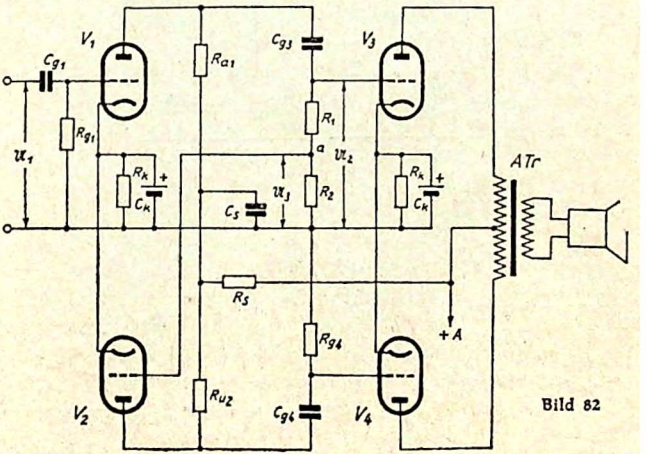


Bild 82

Welle zusammen, so daß an den Lautsprecher eine im Idealfall unverzerrte Strom- bzw. Spannungskurve geliefert wird. Man bezeichnet diese Art, die Endröhren zu betreiben, als „B"-Verstärkung. Sie gilt nur für eine Gegentaktschaltung, sofern es sich nicht um Sender handelt, bei denen es andere, hier nicht zu störende Möglichkeiten gibt.

Der Wirkungsgrad von „B"-Verstärkern läßt sich im Grenzfall dem Wert 78 % annähern, in der Praxis erreicht man mit „A"-Verstärkern rund 30—35 %, mit „B"-Verstärkern rund 60—65 %. Erfahrungsgemäß hat der „B"-Gegentaktverstärker bei kleinen Eingangswechselspannungen einen verhältnismäßig großen Klirrfaktor (wenn man nicht die Röhrenkennlinien in eine bestimmte Form bringt, wie das bei Doppel-Trioden für „B"-Endstufen z. B. EDD 11, DDD 11 geschehen ist), während in diesem Arbeitsgebiet der Klirr-

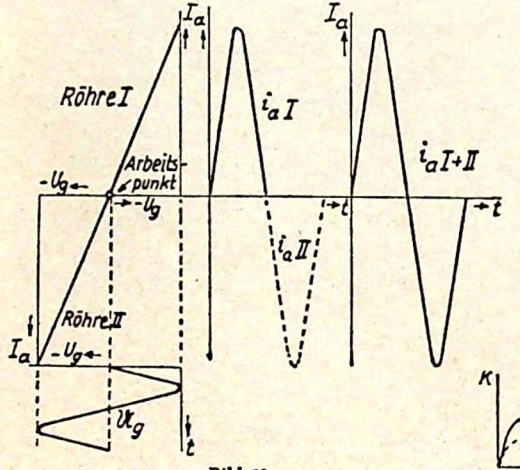


Bild 83

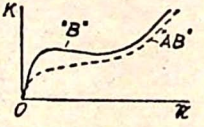


Bild 84

faktor des „A"=Gegentaktverstärkers außerordentlich gering ist. Man verlegt daher vielfach den Arbeitspunkt nicht ganz in den Kennlinienfang, sondern nur in den unteren Teil der Arbeitskennlinie, hat also gewissermaßen eine Kombination beider Arbeitsweisen vor sich (sog. „AB"=Verstärker, Klirrfaktor siehe gestrichelte Kurve in Bild 84).

Die Röhre wird ins Gitterstromgebiet hinein ausgesteuert. Die in Bild 68 angedeutete Möglichkeit der Verbesserung des Wirkungsgrades einer Röhre, die Leistung abgeben soll, durch Drehung der Kennlinien in Pfeilrichtung, also durch Herabsetzung des Innenwiderstandes läßt sich verwirklichen, wenn man darauf verzichtet, ausschließlich im Bereiche der negativen Gitterspannungen zu arbeiten, sondern vielmehr die Gitterwechselspannung soweit steigert, daß sie auch in den Bereich positiver Gitterspannungen hineinreicht. Hat das Gitter einer Röhre nämlich eine positive Spannung, so saugt es begierig die Elektronen, die aus der Kathode austreten, an sich, und da nicht alle Elektronen genau in Richtung auf die dünnen Gitterdrähte fliegen, gelangen die meisten daran vorbei (durch das Gitter hindurch) zur Anode, so daß also bei positiver Gitterspannung schon eine verhältnismäßig geringe Anodenspannung einen großen Anodenstrom zustandezubringen vermag. Allerdings fliegt dann auch eine gewisse Zahl Elektronen aufs Gitter und es fließt ein mit wachsender positiver Gitterspannung ansteigender Gitterstrom. Um die nunmehr zur Steuerung der Röhre erforderlich werdende Leistung (im Bereich negativer Gitterspannungen war es ja im Gegensatz dazu nur eine Spannung!) aufbringen zu können, muß die vorhergehende Röhre schon kräftiger sein, als das bei normalen Vorstufenröhren der Fall ist. Auch dürfen im Gitterkreis der ins Positive gesteuerten Röhre oder im Anodenkreis der vorhergehenden Röhre keine nennenswerten ohmschen Widerstände vorhanden sein, wenn man nicht erhebliche Verzerrungen bekommen will. Zur Verkleinerung

der Verzerrungen wendet man diese Betriebsweise der Röhre außer in Sendern, wo sie allgemein üblich ist, bei Leistungsverstärkern nur in Gegentakt-Verstärkern und auch hier wieder vorzugsweise bei „B"-Verstärkern an. Grundsätzlich eignen sich alle für Verstärker-Endstufen gebräuchlichen Röhrentypen auch für die Verwendung im „B"-Verstärker mit oder ohne Steuerung in den positiven Gitterspannungsbereich, für Sonderfälle hat man jedoch Spezialröhren entwickelt, die in einem einzigen Kolben zwei getrennte Dreipolröhrensysteme mit gemeinsamer Kathode enthalten und die besonders für den „B"-Betrieb geeignet sind. Für Batterieempfänger, bei denen man auf einen möglichst hohen Wirkungsgrad der Endstufe angewiesen ist, wenn man bei ausreichender Leistung zu erträglichen Betriebskosten kommen will, ebenso wie beim Kraftwagenempfänger, dessen Leistungsaufnahme ja im Interesse der Schonung der Kraftwagenbatterie ebenfalls möglichst gering sein sollte, sind drei Röhrentypen der geschilderten Art geschaffen worden, und zwar die DDD 11 mit Stahlkolben für 1,2-Volt-Heizung, die KDD 1 für 2-Volt-Heizung und die EDD 11 mit Stahlkolben für 6,3-Volt-Heizung. Die KDD 1 liefert bei Aussteuerung durch eine Dreipolröhre KC3 und 150 Volt Anodengleichspannung 2 Watt Wechselstrom-(Sprech-)Leistung, die EDD 11 ist in der Lage, bei Aussteuerung durch das Dreipolröhrensystem einer Stahlröhre EBC 11 (s. S.)und 200 Volt Anodengleichspannung eine Leistung von 4,3 Watt herzugeben. Bei beiden Typen muß der zwischen den Anoden liegende Arbeitswiderstand 10 000 Ohm betragen, was durch richtige Wahl des Übertragers erreicht wird. Eine Kennlinienschar der EDD 11, die die Eigenschaft bei positiven Gitterspannungen deutlich erkennen läßt, zeigt Bild 85. Die Kennlinien für $U_{g1} = 0$ Volt und für positive Gitterspannungen sind nicht ganz durchgezeichnet, sie kommen natürlich alle aus dem Nullpunkt.

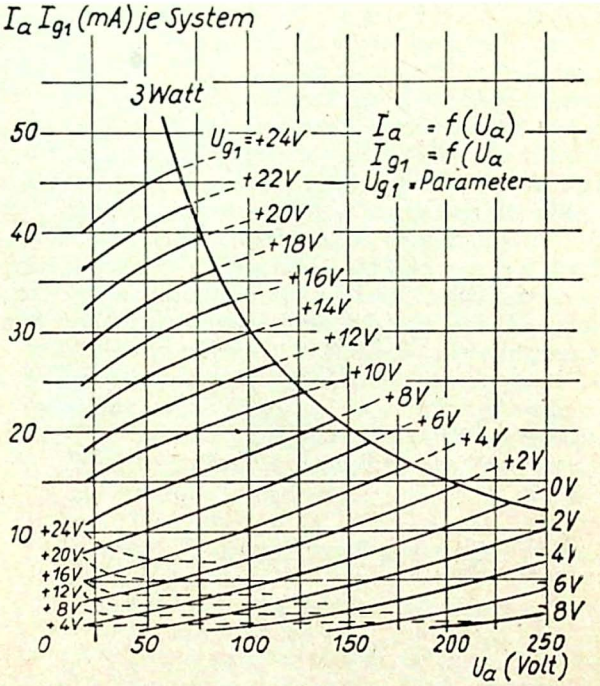


Bild 85

Der Klirrfaktor wird bei dieser Betriebsart der Röhren vorwiegend durch das Entstehen einer dreimal so großen Frequenz wie der Grundfrequenz („dritte Oberschwingung" oder „Harmonische") bestimmt, die erst oberhalb eines Klirrfaktors K von 10 % gleich störend wird wie ein Anteil von 5 % an zweiter Harmonischer ohne Gitterstrom.

Der Widerstand der Strecke Gitter-Kathode der Röhren ist nur bei negativen Gitterspannungen außerordentlich hoch,

nimmt jedoch bei Steuerung in den Gitterstrom niedrige Werte an. Man muß also eine Anpassung dieses niedrigen Widerstandes an den u. U. höheren Wert des günstigsten Außenwiderstandes für die hier ebenfalls eine Leistung abgebende Treiberröhre dadurch vornehmen, daß man das Übersetzungsverhältnis des Gegentakt-Eingangsübertragers passend wählt. Während bei der Röhre KDD 1 eine besondere Gittervorspannungsbatterie wegen des sehr kleinen Durchgriffs der Röhre nicht erforderlich ist, vielmehr der Anschluß an das positive Heizfadenende zweckmäßig ist, wird bei der EDD 11 eine negative Gitterspannung von 6 V, entsprechend der aus der Kraftwagenbatterie verfügbaren Spannung, benötigt; die DDD 11 arbeitet mit — 3 bis — 4,5 Volt Gitterspannung für 90—120 Volt Anodenspannung.

Gegentaktschaltungen dieser Art werden in Reise- und Kraftwagenempfängern nicht mehr verwendet, weil genügend leistungsfähige Endpentoden zur Verfügung stehen.

Röhren mit mehreren Gittern

Ein positives Gitter hat seine Vorteile

Es war soeben bei der Besprechung des „B"-Verstärkers mit Gitterstrom festgestellt worden, daß ein positives Gitter einen recht ansehnlichen Anodenstrom bei niedrigen Anodenspannungen ermöglicht. Man hat von dieser Tatsache Gebrauch gemacht, um Röhren zu schaffen, die mit kleiner Anodenspannung auskommen und doch brauchbare Verstärker liefern. Da man zur Steuerung des positiven Gitters aber Leistung braucht, die man in den Anfangsstufen eines Empfängers (z. B. Adion) gar nicht verfügbar hat, wird zwischen diesem positiven Gitter und der Anode noch ein weiteres Gitter eingeführt, das den Anodenstrom in der früher geschilderten Art steuert.

Das Raumladegitter. Die aus der Kathode langsam austretenden Elektronen umgeben bei einer normalen Dreipolröhre die Kathode in Form einer Wolke. Der der Kathode benachbarte Raum ist also der Sitz einer starken negativen Ladung, der sog. „Raumladung", die bei Nichtvorhandensein einer ausreichenden Anodenspannung bzw. bei sehr stark negativem Gitter verhindert, daß Elektronen aus der Kathode wegfliegen. Diese Erscheinung der Raumladung wird durch die Verwendung eines der Kathode benachbarten Gitters mit schwach positiver Spannung aufgehoben, und man nennt daher dieses Gitter Raumladegitter und die mit ihm ausgestatteten Röhren Raumladegitter- oder kurz Raumgitterröhren. Sie werden heute nur noch vereinzelt in kleineren tragbaren Batterieempfängern verwendet. Da sie jedoch als Vorläufertypen der modernen Superhet-Mischröhren zu betrachten sind und moderne Mehrgitterröhren sich teilweise auch wieder eines Raumladegitters bedienen, um mit niedriger Anodenspannung arbeiten zu können, z. B. DAH50, verlohnt es sich durchaus, ihnen etwas Beachtung zu schenken, zumal dann die komplizierten Mischröhrentypen leichter verständlich werden.

Ein negatives Gitter in einer Triode stoppt gewissermaßen die Elektronen, die sich in Richtung auf die Anode zu in Bewegung gesetzt haben, um so mehr ab, je näher sie ihm kommen, und wie wir gesehen haben, gelangen ja auch nicht alle aus der Kathode kommenden Elektronen zur Anode, vielmehr kehrt ein Teil vor dem Gitter wieder um. Die Geschwindigkeit der Elektronen in der Gitterfläche ist also außerordentlich klein. Umgekehrt wirkt ein positives Gitter sehr stark beschleunigend auf die Elektronen ein und zwar natürlich um so stärker, je größer seine positive Spannung ist. Ein Teil der Elektronen fließt direkt auf die Gitterdrähte. In einer Raumgitterröhre hat man also zwei Stromkreise, nämlich außer dem Anodenkreis auch den Raumladegitter-Kreis, der

ebenfalls einen Gleichstrom aufnimmt. Ist nun die Spannung des auf das Raumgitter folgenden Steuergitters Null, so wird eine starke Wirkung der Anode auch durch das Raumgitter hindurch auf die Kathode bestehen und nur wenige Elektronen werden zum Raumgitter fließen, vielmehr ist der Raumgitterstrom gering und der Anodenstrom groß. Macht man aber die Steuergitterspannung im wachsenden Maße negativ, so kehren immer mehr Elektronen vor dem Steuergitter wieder um Im Gegensatz zur Triode finden sie aber nicht wieder zur Kathode zurück, vielmehr fliegen sie zu dem positiven Steuergitterspannungen.

„Fallende" Kennlinien. So erklären sich auch die Kennlinien für Anodenstrom (J_a) und Raumgitterstrom (J_{rg}) bei einer soldien Röhre (Bild 86). Auffallend ist die Form der Kennlinie für J_{rg}. Während man von den Trioden her nur Kennlinien kennt, die bei geringer werdender negativer Steuergitterspannung ansteigen, sinken die Raumgitterstrom-Kennlinien mit geringerer negativer Steuergitterspannung. Man nennt diese Kennlinien auch „fallend", und wie die steigende Kennlinie einem ohmschen Widerstand ähnelt, hat die fallende eine entgegengesetzte Wirkung: Sie entspricht einem „negativen Widerstand". Schaltet man einen solchen „negativen Widerstand" an einen positiven, z. B. einen Schwingkreis, so kann die Röhre eine in diesem einmal – beispielsweise bei der Anschaltung der Betriebsspannung – angeregte Schwingung dauernd aufrechterhalten, weil sie den Dämpfungswiderstand des Kreises aufhebt. Durch Regeln der Heizspannung der Röhre oder der Raumgitterspannung läßt sich die Größe des negativen Widerstandes einstellen und damit auch die Schwingneigung einer solchen Anordnung (Bild 87, Schwingungserzeuger nach Numans-Rosenstein, auch „Negadyne" genannt), beeinflussen. Früher hat man Empfänger mit einer derartigen Schaltung, die eine gute Entdämpfung (Rückkopplung) gestattet, öfter verwendet.

Man kann beide Gitter steuern. Durch die Größe der Raumgitterspannung wird der Anodenstrom bei festliegender Steuergitterspannung beeinflußt, und die Steilheit der Röhre ist bei höherer positiver Raumgitterspannung größer als bei geringerer. Andererseits kann man die Röhre ganz normal zur Verstärkung irgendwelcher Wechselspannungen, die man dem Steuergitter zuführt. verwenden. Läßt man nun die Raumgitterspannung der Röhre ebenfalls im Rhythmus einer zweiten Wechselspannung schwanken, z. B. dadurch, daß man ihr von einem kleinen Hochfrequenzerzeuger eine Wechselspannung zuführt, so passiert folgendes: Die Verstärkung der Röhre ist gleich der Arbeitssteilheit mal dem Außenwiderstand ($V = S_a \cdot R_a$), wie an anderer Stelle auseinandergesetzt wurde. Wird nun aber die Arbeitssteilheit durch eine Wechselspannung geändert, ist sie also gleich einem durch die Raumgitter-Gleichspannung bedingten Wert (S_o) multipliziert mit dem Momentanwert der gerade herrschenden Wechsel-

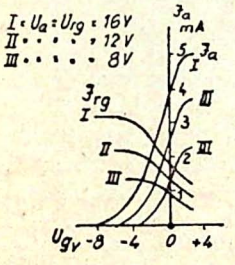


Bild 86

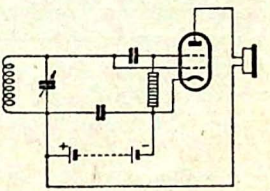


Bild 87

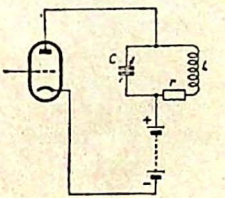


Bild 88

spannung ü, so wird also die Verstärkung der Röhre entsprechend gleichzeitig schwanken und einen Verstärkungswert von $V = S_o \cdot ü \cdot R_a$ liefern. Da die Anodenwechselspannung gleich der Verstärkung multipliziert mit der Gitterwechselspannung g ist, erhält man also für die Anodenwechselspannung $S_o \cdot ü \cdot g \cdot R_a$, findet also an R_a das Produkt $ü \cdot g$ wieder. Da das zwei voneinander in der Frequenz differierende Wechselspannungen sind, bekommt man an R_a neben ü und g auch noch die Differenz beider und ihre Summe (warum das so ist, läßt sich mathematisch beweisen, darauf sei aber hier verzichtet). Beim Superhet nimmt man für R_a gewöhnlich einen auf die Differenz $g - ü$ oder $ü - g$ abgestimmten Schwingkreis, der also auf eine langsamere Frequenz abgestimmt ist als ü oder g. Die anderen Frequenzen: ü, g und $ü+g$, die der Anodenstrom der Röhre noch enthält, finden keinen hinreichend großen Außenwiderstand vor und sind praktisch vernachlässigbar.

Daß sich diese Superhet-Mischschaltung nicht hat halten können, liegt u. a. an der geringen Verstärkung, die sie liefert und daran, daß die Kapazität zwischen den beiden Gittern groß ist, so daß gegenseitige Beeinflussungen der Abstimmkreise für die zu empfangende Hochfrequenz (g) und für die „Überlagererfrequenz" (ü) auftreten.

Der „zerdämpfte" Schwingkreis. Versucht man durch Einschaltung eines Schwingkreises aus einer Spule L, der ein Kondensator C parallel geschaltet ist, in den Anodenkreis einer Dreipolröhre oder einer Raumgitterröhre einen Verstärker zu bauen für Frequenzen, auf die man den Schwingkreis C, L abstimmen, mit denen man ihn in Resonanz bringen kann (Bild 88), so sollte man annehmen, daß dann, wenn man sehr gute Abstimmelemente verwendet, also einwandfreie Kondensatoren und Spulen mit einem kleinen Widerstand (r), der Resonanzwiderstand, der sich ja zu $\frac{L}{C \cdot r}$ berechnen

läßt, sehr groß ist, mithin wegen des hohen Außenwiderstandes die Röhre eine große Verstärkung liefern müßte. Erinnert man sich aber der Voraussetzungen, die für Bild 1 gemacht wurden, nämlich, daß der 6-Volt-Akkumulator praktisch keinen inneren Widerstand hat, daß also der innere Widerstand der Anordnung nach Bild 1 (1 Ohm) als direkt an den Klemmen Kl liegend betrachtet werden kann (vgl. auch Bild 7), so wird klar, warum diese Verwendungsart der genannten Röhren wenig Aussicht auf Erfolg hat. Der Resonanzwiderstand guter Schwingkreise läßt sich für das Gebiet mittlerer Rundfunkwellen leicht auf 100 000 und mehr Ohm bringen. Schaltet man diesen Schwingkreis jedoch an den Innenwiderstand einer Röhre von 30 000 Ohm oder weniger parallel, so kann einem der ohne die Röhre hohe Resonanzwiderstand wenig nutzen, denn dann wird ja der Schwingkreis durch den Parallelwiderstand sozusagen „zerdämpft". Dadurch geht die wichtigste Eigenschaft guter, gering gedämpfter Abstimmkreise, nämlich ihre Fähigkeit, verschiedene Frequenzen voneinander zu trennen (Trennschärfe, Selektivität) verloren. Man kann zwar auch hier durch Verwendung von Übertragerkopplung Abhilfe schaffen, indem man durch einen Übertrager den niedrigen Innenwiderstand der Röhre auf einen entsprechend hohen Wert am Schwingkreis herauf übersetzt, jedoch wird davon heute — abgesehen von der Ultrakurzwellentechnik — kaum noch Gebrauch gemacht, weil auch andere Eigenschaften der bisher besprochenen Röhren Schwierigkeiten bereiten. Hier liegt daher ein weiterer Nachteil auch der Raumgitterröhre in der Superhet-Mischanordnung.

Röhrenkapazitäten

Wir machen Bekanntschaft mit den Röhrenkapazitäten.
Ein Kondensator besteht ursprünglich aus zwei einander gegenüberstehenden Metallteilen, und je größer sie sind, je

geringer ihr gegenseitiger Abstand ist, desto größer wird die Kapazität. Auch in der Röhre finden sich einander gegenüberstehende Metallteile, sie haben also auch eine Kapazität gegeneinander. Bei einer Triode hat das Gitter gegen die Kathode und die Anode je eine durch die Röhrenkonstruktion gegebene Kapazität, ebenso die Anode gegen die Kathode (Bild 89a und b). Während sich die Gitter-Kathode-Kapazität (C_{gk}) einfach zur Kapazität eines ans Gitter angeschlossenen Schwingkreises addieren würde und die Anoden-Kathode-Kapazität (C_{ak}) in gleicher Weise zu der Kapazität des im Anodenkreis eingeschalteten Abstimmkreises, bildet die Gitter-Anode-Kapazität (C_{ga}) eine Kopplung zwischen beiden Kreisen.

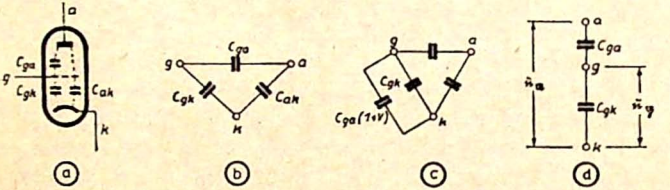


Bild 89

Rückkopplung ist manchmal unerwünscht. In Bild 68 findet man, daß eine ans Gitter angelegte Wechselspannung gerade dann ihren positiven Höchstwert erreicht, wenn die Anodenspannung ihren niedrigsten Wert, z. B. 100 Volt, hat. Niedrigste Anodenspannung fällt also zeitlich mit höchster Gitterspannung zusammen. Richtet man es nun so ein, daß aus dem Anodenkreis — z. B. durch einen Übertrager — ein Teil der Wechselspannung in richtiger Weise wieder auf Gitter übertragen wird (da 140 Volt Anodenwechselspannung und 45 Gitterwechselspannung hier vorausgesetzt sind, müßte der Übertrager vom Anodenkreis auf den Gitterkreis 3,11 : 1 herunter übersetzen), so bleibt eine im Anodenkreis einmal

angeregte Schwingung dauernd bestehen, da dann die Röhre die Verluste im Schwingkreis wieder wettmacht, bzw. die in ihnen verloren gehende Leistung nachliefert. Man sagt dann „die Röhre schwingt". Bekanntlich ist dieses Verfahren sehr angenehm, wenn man es in Verbindung mit einem Audion verwendet, bei dem der Abstimmkreis am Gitter und die Kopplungsspule im Anodenkreis liegt, denn Schwingkreis- und Antennendämpfungen lassen sich auf diese Weise ausgleichen, „entdämpfen". Wo sie erwünscht ist, kann also die „Rückkopplung" nützlich sein.

Leider tritt aber bei der oben geschilderten Hochfrequenzverstärkerschaltung mit Dreipolröhre oder Raumgitterröhre bei Abstimmung des Anodenkreises auf eine etwas zu hohe Frequenz, wenn also der Kreis induktiv ist, eine nicht beabsichtigte Rückkopplung über die Gitter-Anoden-Kapazität auf, die praktisch stets zur Schwingungserzeugung führt und die Schaltung unbrauchbar macht, wenn man nicht die Kreise künstlich dämpft oder die durch die „schädliche Kapazität" hervorgerufene Wirkung auszugleichen, zu neutralisieren sucht.

Die Anodenrückwirkung. An der Gitter-Kathode-Kapazität der Röhre liegt die Wechselspannung u_g, wegen des Vorhandenseins einer Gitter-Anode-Kapazität jedoch auch ein Teil (u_g') der an C_{ak} auftretenden Anodenwechselspannung (u_a). Letzteres wird klar, wenn man nach Bild 89d die Strecke $a - g - k$ mit ihren Kapazitäten als Spannungsteiler auffaßt (Kondensatoren sind ja Wechselstromwiderstände!).

Diese von der Anode über C_{ag} auf das Gitter rückwirkende Wechselspannung ist der Gitterwechselspannung, die man der Röhre zuführt, bei ohmschem oder kapazitivem Außenwiderstand jedoch entgegengesetzt, da ja, wie schon weiter oben ausgeführt wurde, die Anodenwechselspannung immer dann am kleinsten (negativ) ist, wenn die Gitterwechselspannung ihren Höchstwert (positiv) erreicht (nur bei induktivem Außenwiderstand kann u_g' die Gitterwechselspannung unter-

stützen, so daß die Rückkopplung auftritt!). Die der Röhre zugeführte Wechselspannung wird also durch diese „Anodenrückwirkung" um einen von der Gitter-Anode-Kapazität und der Anodenwechselspannung abhängigen Wert verkleinert, was ja z. B. auch darin zum Ausdruck kommt, daß die wirkliche Verstärkung der Röhre mit Außenwiderstand kleiner ist als die aus dem Verstärkungsfaktor erwartete (Leerlauf). Da die Anodenwechselspannung von der Verstärkung der Röhre abhängt, muß auch die Größe der am Gitter auftretenden rückwirkenden Spannung von der Verstärkung abhängen und mit steigender Verstärkung größer werden. Ein bestimmter Prozentsatz der Anodenspannung wirkt sich in der Fläche aus, in der das Gitter liegt, und zwar um so mehr, je größer der Durchgriff der Röhre ist. Bild 89 zeigt, daß der Durchgriff der Triode auch durch das Verhältnis der Kapazitäten dargestellt werden könnte und daß mit kleiner werdenden C_{ga} notwendigerweise auch C_{ak} und damit der Durchgriff kleiner werden muß. Bei kleinem Durchgriff ergibt sich aber keine geringere Rückwirkung, weil dann die Verstärkung größer ist.

Die Anodenrückwirkung vergrößert, wie man nachweisen kann, aber auch die „Eingangskapazität" der Röhre zwischen Gitter und Kathode, denn diese wird nicht nur durch die zugeführte Gitterwechselspannung aufgeladen, sondern auch durch die entgegengesetzt gerichtete über C_{ga} aus dem Anodenkreis kommende Teilspannung. Zur Aufnahme einer größeren elektrischen Aufladung eines Kondensators muß dieser aber eine größere Kapazität haben. In Bild 89c ist diese Vergrößerung der Eingangskapazität dargestellt. Je größer die Spannungsverstärkung V wird, desto größer wird die Eingangskapazität.

Die Verkleinerung des Durchgriffs hat Grenzen. Da durch Verminderung des Durchgriffs auch C_{ga} kleiner, der Innenwiderstand der Röhre aber größer wird, steigt bei festgelegtem Außenwiderstand der Röhre die Spannungsverstärkung V

nicht so schnell an wie durch die Durchgriffsverkleinerung die schädliche Kapazität abgesenkt wird. Man könnte also denken, daß man durch ganz extreme Verkleinerung des Durchgriffs in der Lage wäre, die Anodenrückwirkung nahezu aufzuheben und somit in der Praxis eine Arbeitssteilheit zu erhalten, die sich kaum noch von der ohne R_a gemessenen „statischen" Steilheit (S) unterscheidet. Warum ein solches Verfahren sehr bald seine Grenzen finden muß, kann man sich an Hand von Bild 90 klarmachen. Eine Röhre mit einem Durchgriff von 10% habe ein Kennlinienfeld nach Bild 90a und die eingezeichnete Lage einer Arbeitskennlinie. Verkleinert man den Durchgriff, so rücken alle Kennlinien näher aneinander und nach rechts, die Steilheit wird größer (Bild 90b und c). Leider aber muß man ja immer einen bestimmten Teil der gesamten Kennlinienschar im Bereiche negativer Gitterspannungen zur Verfügung haben, wenn man die Röhre gitterstromlos steuern will. Dieser Aussteuerbereich (A in Bild 90) wird wie ersichtlich mit sinkendem Durchgriff immer kleiner, und bei dem gedachten Grenzfall, daß D = 0 wird (kann in der Praxis nicht vorkommen, weil ja dann auch

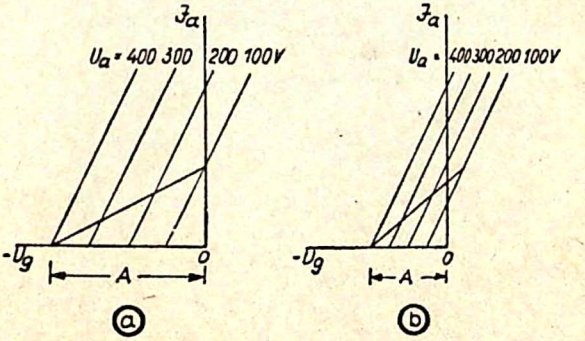


Bild 90

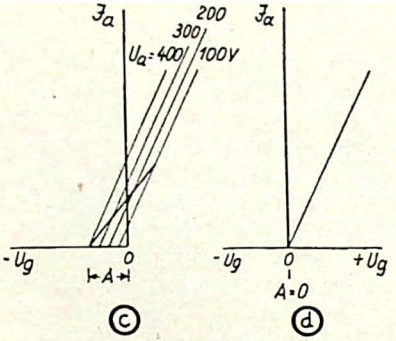


Bild 90

keine Elektronen mehr zur Anode fliegen würden), liegt überhaupt kein Kennlinienfeld der dann mit der statischen Kennlinie übereinstimmenden Arbeitskennlinie mehr im Bereiche negativer Gitterspannungen, d. h. auch der Aussteuerbereich wäre dann zu Null geworden (Bild 90d). Auf diese Weise kommt man also nicht weiter.

Die Kennlinie, wie man sie sich wünscht

Wünschenswert wäre eine Lage der Kennlinienschar, bei der zwar die Kennlinien für alle praktisch vorkommenden Anodenspannungen aufeinanderfallen, so daß also die Arbeitssteilheit gleich der statischen würde, die aber zum Unterschied von Bild 90d im Bereiche negativer Gitterspannungen verläuft, wie das in Bild 91 rechts angedeutet ist. Zeichnet man unter der Annahme, daß die J_a U_g-Kennlinie in Bild 91 rechts für alle Anodenspannungen gilt, das dazugehörige J_a=U_g Kennlinienfeld auf (Bild 91 links), so findet man lauter waagerechte, parallel verlaufende Linien für die verschiedenen Gitterspannungen. Der innere Widerstand der Röhre wäre unendlich

hoch, und das würde hier bei der vorliegenden Steilheit von knapp 1 mA/V bedeuten, daß der Durchgriff Null ist. Wie bekommt man aber nun die J_a=U_g=Kennlinien in den negativen Gitterspannungsbereich? Eine Triode mit einer bestimmten Steilheit und einem großen Durchgriff hat ein J_a=U_g=Kennlinienfeld, das sehr weit im Negativen liegt. Ihr Nachteil in verstärkungsmäßiger Hinsicht ist aber, daß sie eine Anodenrückwirkung hat. Diese Rückwirkung interessiert aber doch nur, solange es sich um Verstärkung, also praktisch um Wechselspannungen oder =ströme handelt. Würde man diese Anode für Wechselströme kurz schließen, was durch einen zwischen Anode und Kathode geschalteten Kondensator sehr großer Kapazität erfolgen kann, dann würde auch die Rückwirkung verschwinden, denn bei Kurzschluß (Außenwiderstand Null) erhält man ja sowieso keine Anodenwechselspannung, die zurückwirken könnte.

Das Schutzgitter schützt gegen die Anodenrückwirkung. Bildet man nun diese wechselmäßig kurzgeschlossene „Anode" als ein zweites Gitter aus, so könnte eine – von der Kathode aus gesehen – hinter diesem Gitter liegende weitere Anode, die auf einer noch höheren positiven Spannung

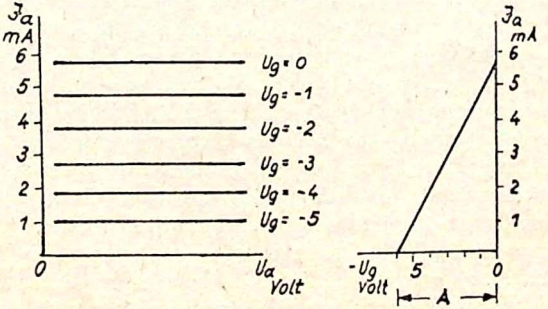
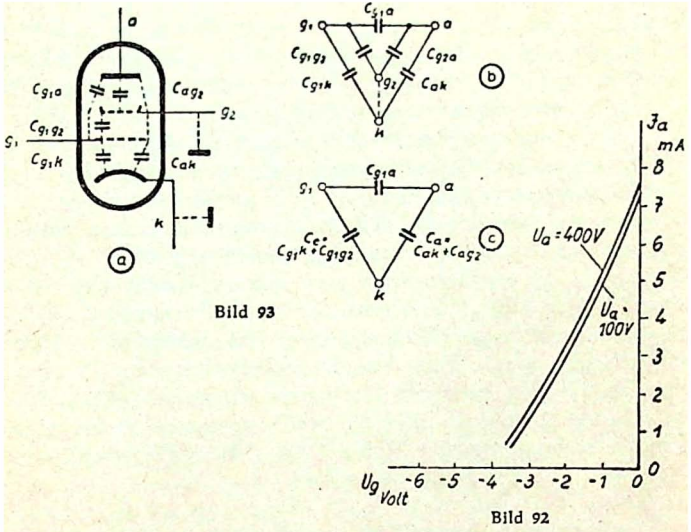


Bild 91

liegt, Elektronen, die zwischen den Drähten des zweiten Gitters hindurchfliegen, zu sich herüberziehen. Die erste Anode (das zweite Gitter) verlegt also die Kennlinien dorthin, wo man sie haben will, während die dahinter angebrachte Anode, in deren Stromkreis der Außenwiderstand liegt, wegen des natürlich nun sehr kleinen Durchgriffs (es liegen ja jetzt zwei Gitter zwischen Anode und Kathode, also muß der Durchgriff viel kleiner sein als bei einer Eingitterröhre) einen sehr geringen Abstand zwischen den einzelnen J_a=U_g=Kennlinien für die verschiedenen Anodenspannungen ergibt, so daß sich beispielsweise Kennlinien nach Bild 92 ergeben. Man kann also bei einer negativen Gittervorspannung von 2 Volt einen hinreichend großen Aussteuerbereich für eine in den Anfangsstufen eines Empfängers zu verwendende Röhre erreichen. Wie man aus den beiden so eng benachbarten Kennlinien feststellt, ist eine Änderung der Spannung am ersten (Steuer=) Gitter der Röhre von etwas über 1/10 Volt ausreichend, um eine Anodenspannungsänderung von 300 Volt wettzumachen. Die Arbeitskennlinie würde mit praktisch der gleichen Steilheit verlaufen wie die statische Kennlinie. Dabei liegt das eingeführte zweite Gitter (2) zwischen dem Steuergitter (Gitter 1) und der Anode auf einer festen positiven Spannung von 100 Volt. Die Anodenrückwirkung ist bei einer solchen Röhre gering. Da man durch das zweite Gitter gewissermaßen das erste Gitter vor der Anodenrückwirkung schützt, wird es auch als Schutzgitter bezeichnet. Es sei hier erwähnt, daß derartige Überlegungen zur Einführung von mehr als einem Gitter durchaus nicht etwa erst im Zeitalter des Rundfunks angestellt wurden, sondern das bereits in der Zeit, als die Entwicklung der Röhre begann, Röhren mit Raumgitter oder mit Schutzgitter, ja auch solche mit drei Gittern, nämlich einem Raumgitter und einem Schutzgitter (ersteres zur Erhöhung der Steilheit, letzteres zur Beseitigung der Anodenrückwirkung) gebaut wurden. Die bereits erwähnte DAH50, eine moderne Batterieröhre, fällt in diese Kategorie.



Das Schutzgitter vermindert auch die schädliche Kapazität. Die zweite Erscheinung, die bei der Triode störte, war die Gitter=Anode=Kapazität, die die wirkungsvolle Verwendung einer Röhre als Hochfrequenzverstärker mit abgestimmtem Gitter= und Anodenkreis verhinderte. Durch die Einführung eines für alle Wechselströme gegen Kathode kurzgeschlossenen Schutzgitters zwischen Steuergitter und Anode wird (Bild 93) automatisch die Kapazität zwischen Gitter 1 und Anode herabgesetzt, denn die Drähte des Gitters 2 schirmen ja den gegenseitigen kapazitiven Einfluß teilweise ab. Allerdings tritt dafür parallel zur Kapazität des Gitters 1 gegen Kathode noch die zum Gitter 2 hinzu, ebenso wie sich zur Anode=Kathode=Kapazität noch die zwischen Anode und Gitter 2 addiert. Das macht aber nicht viel aus, denn durch die ganz erhebliche Verminderung der schädlichen Kapazität wird bei

richtiger Formgebung des Schutzgitters für eine möglichst vollkommende Abschirmung eine Hochfrequenzverstärkung möglich, weil die noch verbleibende restliche Gitter-Anode-Kapazität bei weitem zu gering ist, um eine Rückkopplung bis zum Selbstschwingen der Röhre kommen zu lassen. Auch die Eingangskapazität wird durch C_{gla} kaum vergrößert und die Spannungsverstärkung wird sehr groß. Wegen der abschirmenden Wirkung des Schutzgitters nennt man es heute allgemein „Schirmgitter" und bildet es so aus, daß C_{gla} sehr klein wird. Schirmgitterröhren wurden in Rundfunkgeräten etwa 1927 eingeführt. Wie groß der Unterschied zwischen den Kapazitätswerten bei Dreipolröhren und Schirmgitterröhren (Vierpolröhren oder Tetroden) ist, erhellt aus dem Vergleich von C_{ga} für eine bekannte Dreipolröhre, die REN904/A4110 mit C_{ga} = 2 pF (vgl. Bild 89) und der ersten indirekt geheizten Schirmgitterröhre RENS 1204 (H4080 D) mit C_{gla} = 0,002 pF, also dem tausendsten Teil.

Großer innerer Widerstand ist vorteilhaft. In der Erläuterung zu Bild 88 war darauf hingewiesen worden, daß ein kleiner Innenwiderstand der Röhre den Abstimmkreis zu stark dämpft. Ein sehr großer Innenwiderstand der Röhre würde dagegen kaum einen dämpfenden Einfluß auf den Abstimmkreis ausüben können. Da für alle wechselstrommäßigen Betrachtungen das Schirmgitter (Gitter 2) der Vierpolröhre außer acht gelassen werden kann, bei einer gegebenen Steilheit der Röhre der Durchgriff ganz außerordentlich gering geworden ist, muß der Innenwiderstand außerordentlich hoch werden. In dem Extremfall von Bild 91 ist er sogar unendlich groß, bei den Kennlinien einer praktisch vorkommenden Röhre (Bild 92) liegt er immer noch bei rund 2M Ω gegenüber rund 10 kΩ für die schon mehrfach erwähnte Dreipolröhre REN904/A4110. Ein so hoher Innenwiderstand stört aber praktisch meist nicht mehr. Mit Tetroden kann man aber ohne besondere Kunstgriffe einen Hochfrequenzverstärker mit abge-

stimmten Kreisen bauen und erhält eine hohe Verstärkung, denn die Arbeitssteilheit ist praktisch gleich der statischen, und die Spannungsverstärkung wird daher mit genügender Genauigkeit zu Steilheit S mal Außenwiderstand R_a ausgerechnet. Eine Röhre mit 2 mA/V Steilheit (Bild 92) liefert mit einem $R_a = 100\ k\Omega$, daher eine Spannungsverstärkung von nahezu 200, das ist also eine Größenordnung mehr als die Spannungsverstärkung einer Triode. Dabei ist interessant, daß der Außenwiderstand viel kleiner ist als der Innenwiderstand der Röhre, während man doch nach der für die Dreipolröhre früher angegebenen Formel für die Spannungsverstärkung annehmen sollte, daß dann die Verstärkung klein würde. In Wirklichkeit ist ja die Verstärkung auch „klein", denn die Röhre, deren Kennlinien in Bild 92 zu finden sind, hat nämlich einen Verstärkungsfaktor von 4000. Erst aber, wenn man R_a wesentlich – etwa 4mal – größer als R_i (2 MΩ) machen würde, könnte man die volle Verstärkung angenähert herausbekommen. In der Praxis ist das für gewöhnlich nicht möglich, die Triode arbeitet also immer sehr viel näher dem Kurzschluß als dem Leerlauf, während die Triode normalerweise möglichst nahe dem Leerlauf arbeiten muß, wenn sie nennenswert verstärken soll.

Stromübernahme und Sekundärelektronen. Ehe auf die Verwendung der Röhren mit Schutzgitter näher eingegangen wird. muß noch eine wichtige Erscheinung besprochen werden. Es sei angenommen, daß das Gitter 1 eine feste negative Spannung hat und das Gitter 2 auf einer positiven Spannung von beispielsweise 50 Volt festgehalten wird. Legt man dann an die Anode eine Spannung von einigen 100 Volt, so fliegen die meisten Elektronen durch die Gitter zur Anode. Vermindert man aber die Anodenspannung, so kommt man schließlich zu einer Spannung, bei der sich gewissermaßen die Elektronen überlegen, ob es möglich ist, zu der nur noch wenige Volt positiveren Anode zu fliegen, oder auf dem

Schutzgitter zu bleiben bzw. von dort zur Batterie abzufließen. Wird die Anodenspannung immer niedriger und erreicht sie schließlich die Schirmgitterspannung, so wird diese Tendenz immer mehr zunehmen und es werden vielleicht gleichviel Elektronen zum Schirmgitter und zur Anode fliegen. Sinkt aber die Anodenspannung noch weiter, so kann nur eine sehr beschränkte Anzahl von Elektronen noch zur Anode gelangen, die meisten bleiben am Schirmgitter zurück, und diejenigen, die durch das Schirmgitter noch ein Stückchen in Richtung auf die Anode zu fliegen, kehren größtenteils ebenfalls zum Schirmgitter zurück. Der Schirmgitterstrom steigt also an, während der Anodenstrom sinkt (sog. „Stromübernahme").

Nun tritt aber noch ein weiterer Effekt auf. Die Elektronen, die auf das positive Schirmgitter zu und zwischen Schirmgitterdrähten hindurch weiter zur Anode gelangen, treffen diese mit erheblicher Geschwindigkeit. Prallt jedoch ein Elektron genügend schnell auf einen Metallkörper, so schlägt er aus diesem an der Stelle des Auftreffens (Bild 94) ein oder mehrere Elektronen, die sich in dem Metall vorfinden, heraus, wie etwa ein ins Wasser fallender Wassertropfen mehrere andere Tropfen aufspritzen läßt.

Diese „Sekundärelektronen" (SE) verlassen die Anode mit kleinerer Geschwindigkeit als das sie auslösende „Primärelektron" (PE). Ist die Anode weniger positiv als das Schirmgitter, so fliegen die Sekundärelektronen in Richtung auf das Schirmgitter zu und vergrößern so den zum Schirmgitter fließenden Strom. Zwar treten auch — und zwar erst recht — Sekundärelektronen bei höheren Anodenspannungen auf, jedoch ist dann die Anode positiver als das Schutzgitter und die Elektronen kehren auf ihrem Wege wieder um und landen auf der Anode. Bild 94b veranschaulicht, wie sich das Auftreten von Sekundärelektronen, die zum Schirmgitter fliegen, auf die J_a=U_a=Kennlinie einer Tetrode auswirkt: Bei einer Anodenspannung, die unter der Schirmgitterspannung (U_{g2}) liegt, kehrt die Kennlinie um und man bekommt einen nega-

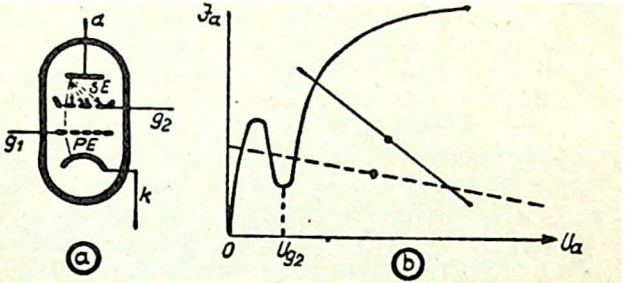


Bild 94

tiven Innenwiderstand, von dem bereits auf Seite 104 festgestellt wurde, daß er einen angeschlossenen Schwingkreis zu Schwingungen anregen kann. In der Tat verwendet man für Spezialzwecke Tetroden mit hoher Schirmgitterspannung und entsprechend niedrigerer Anodenspannung als Schwingungserzeuger (sog. „Dynastronschaltungen"). Bei immer noch kleiner werdender Anodenspannung kommt man schließlich dahin, daß die Primärelektronen die zu schwach positive Anode nur noch mit so kleiner Geschwindigkeit treffen, daß sie keine Sekundärelektronen mehr auslösen können. Dann kehrt auch die Kennlinie wieder zu ihrer „normalen" Form zurück, d. h. sie weist einen positiven Innenwiderstand auf. Die beiden eingezeichneten Arbeitskennlinien in Bild 94b deuten an, daß man u. U. auf Schwierigkeiten bei der praktischen Verwendung von Tetroden stoßen kann. Für die ausgezogene Kennlinie steuert man die Anodenspannung nur soweit durch, daß der Innenwiderstand noch positiv ist. Entlang der gestrichelten Kennlinie dagegen könnte man auch im Bereiche negativen Innenwiderstandes steuern, was erwartungsgemäß zu allerlei unerwünschten Erscheinungen führt.

Die Sekundärelektronen werden gebremst. Man hat daher danach gestrebt, den unstetigen Bereich der Kennlinie zu be-

seitigen, was insbesondere bei Endröhren wichtig wäre, um die Anodenspannung möglichst weit aussteuern zu können. Das ist ja im Interesse eines hohen Wirkungsgrades erwünscht (s. a. S. 72). Schaltet man zwischen das Schirmgitter g_2 und die Anode einer Tetrode ein mit der Kathode verbundenes drittes Gitter ein, das also auch gegenüber dem Schirmgitter negativ ist, so bremst dieses alle aus der Anode austretenden Elektronen (Bild 95a) ab und zwingt sie — da sie ja gegen die negative Spannung nicht anlaufen können — wieder zur Umkehr. Man nennt dieses Gitter daher auch „Bremsgitter". Die vielfach angewandte Bezeichnung „Fanggitter" trifft nicht ganz den Kern der Sache. Bleibt man bei der Numerierung der Gitter von der Kathode aus, so würde das Bremsgitter die Nummer 3 bekommen. Die Kennlinie einer solchen „Bremsgitterröhre" (Dreigitterröhre, Fünfelektrodenröhre, Penthode oder Fünfpolröhre) verläuft infolge der Beseitigung des Sekundärelektroneneinflusses stetig (Bild 95b). Durch das Bremsgitter setzt man natürlich die schädliche Kapazität der Röhren noch mehr herab und den Innenwiderstand herauf, so daß sie also für Hochfrequenzverstärkung besonders geeignet sind. Um zu verhindern, daß bei den Tetroden und Penthoden eine kapazitive Beeinflussung „außen

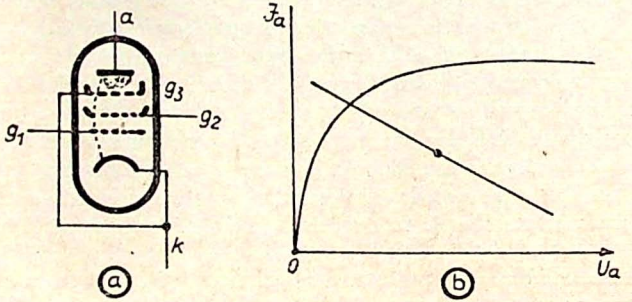


Bild 95

herum" auftritt, werden auch diese Röhren mit einer Außenmetallisierung des Glaskolbens versehen, sofern man sie nicht – wie das bei den Röhren der Stahlserie geschehen ist – in einen Stahlkolben einbaut, der natürlich als vollwertige Abschirmung wirkt. Bei den Noval-, Pico- und Rimlockröhren befindet sich die Abschirmung innerhalb des Glaskolbens. Eine praktische Kennlinienschar für eine Hochfrequenzpentode ist in Bild 96 wiedergegeben, ein Vergleich mit Bild 92 zeigt, daß es sich in beiden Fällen um den gleichen Röhrentyp (AF7) handelt. Die Kennlinien sind nicht vollständig bis zur Anodenspannung Null Volt durchgezeichnet, sie biegen alle unterhalb einer Anodenspannung von etwa 50 Volt in Richtung auf den Nullpunkt zu um und verlaufen auch dort stetig.

Zweierlei Innenwiderstand. Wie die Kennlinien einer für Abgabe größerer Leistungen (etwa 4 Watt Sprechleistung) gebauten Endpenthode (AL4) in ihrem grundsätzlichen Verlauf denen der Hochfrequenzpenthode ähneln, ersieht man aus Bild 97. Die Anodenspannung kann hier sehr weit heruntergesteuert werden, denn die Kennlinie für $U_{g1} = 0$ steigt vom Nullpunkt aus sehr steil an, entspricht also einem sehr niedrigen Innenwiderstand. Daß sie nachher umbiegt und dann einem sehr hohen Innenwiderstand entspricht, interessiert nur für Anfangsstufen, also Hochfrequenzverstärker, die nie mit so großer Aussteuerung arbeiten, daß sie in die kritischen Bereiche (in Bild 97 unter etwa 50 Volt Anodenspannung) hineingesteuert werden und die nur Spannungsverstärkung, aber keine Leistung zu liefern haben. Man nennt daher den hohen Innenwiderstand der mehr oder weniger waagerecht verlaufenden Kennlinienteile auch „Verstärkungs-Innenwiderstand" (R_{iv}) und den niedrigen Innenwiderstand im Abstiege der Kennlinie, der bei Röhren wichtig ist, die Leistungen abgeben sollen, „Leistungsinnenwiderstand" (R_{il}). Bei der Fünfpolendröhre AL4 ist die maximale Anoden-

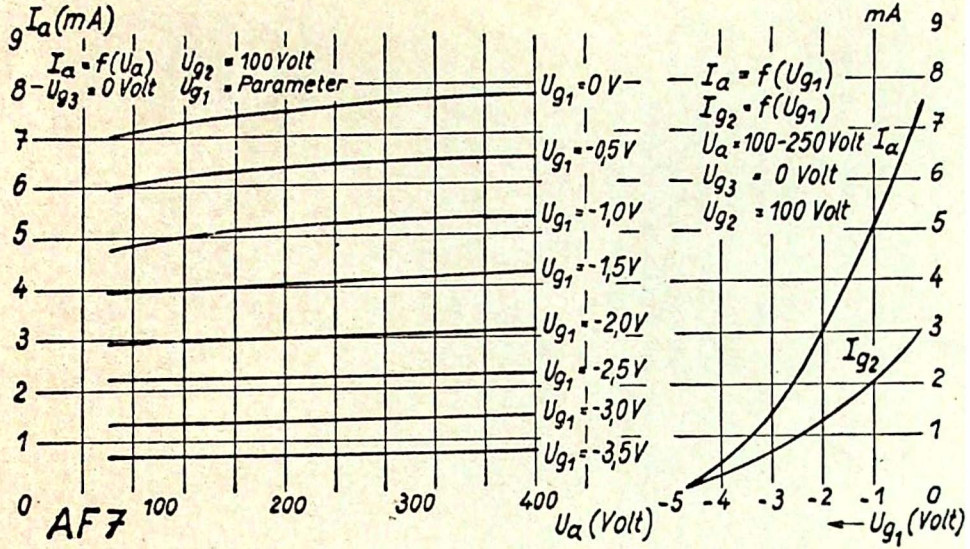

Ia (mA)
Ia = f(Ua)
Ug3 = 0 Volt
Ug2 = 100 Volt
Ug1 = Parameter
Ug1 = 0 V
Ug1 = -0,5 V
Ug1 = -1,0 V
Ug1 = -1,5 V
Ug1 = -2,0 V
Ug1 = -2,5 V
Ug1 = -3,0 V
Ug1 = -3,5 V
AF7
Ua (Volt)
mA
Ia = f(Ug1)
Ig2 = f(Ug1)
Ua = 100-250 Volt
Ug3 = 0 Volt
Ug2 = 100 Volt
Ia
Ig2
Ug1 (Volt)

Bild 96

belastung 9 Watt. Da sie bei 10% Klirrfaktor (vgl. hierzu das über „B"=Verstärker=Klirrfaktor auf Seite 84 Gesagte) 4,3 Watt Sprechleistung an einen Außenwiderstand von 7000 Ohm abgeben kann, ist also hier der Wirkungsgrad nahezu 48%, wie sich das auch aus der sehr geringen Restspannung erklärt.

Die Wahl von R_a ist hier schwieriger. Während die Wahl des Außenwiderstandes und die Berechnung des Klirrfaktors bei Trioden recht einfach sind, muß man bei Penthoden auf etwas komplizierteren Wegen vorgehen. Die Arbeitskennlinien für eine typische Endpenthode im J_a=U_a= bzw. J_a=U_g= Kennlinienfeld (Bild 98) weichen wegen der Zusammendrängung der J_a=U_a=Kennlinien bei großer Aussteuerung erheblich von denen einer Dreipolröhre ab. Während die statische J_a=U_g=Kennlinie der Penthode (I) eine gleichmäßig gekrümmte Form hat, die ähnlich der Arbeitskennlinie einer Triode verläuft, wird bei höheren Außenwiderständen die Arbeitskennlinie S=förmig, sie wendet sich also oberhalb des Arbeitspunktes A um und es kann vorkommen, daß die Krümmung der beiderseits des Arbeitspunktes liegenden Kennlinienteile gleich stark und diese gleich lang sind (Bild 99). Eine sinusförmige Gitterwechselspannung wird dann einen auf beiden Seiten abgeflachten Anodenwechselstrom i_a fließen lassen. Dieser enthält bei genau S=förmiger Kennlinie außer der Grundfrequenz praktisch nur noch eine dreimal so hohe Frequenz, also die „dritte Harmonische". In übertriebenem Maßstab ist für eine Grundfrequenz 1 und die dreifache Frequenz 2 in Bild 100 die resultierende Kurve 3 gezeichnet, die nicht nur abgeflacht, sondern sogar eingebuchtet ist.

Der Klirrfaktor

Der Klirrfaktor wird berechnet. Die Berechnung des Klirrfaktors sei der Vollständigkeit halber hier durchgesprochen,

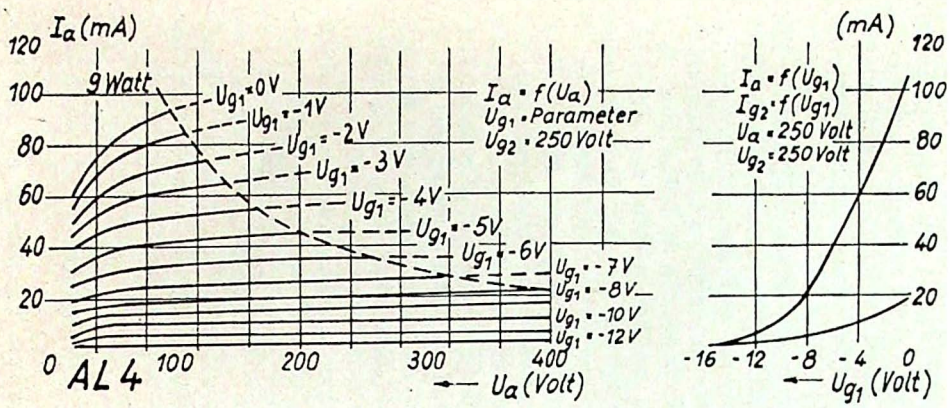


Bild 97

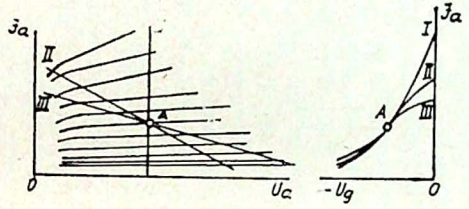


Bild 98

wenn sie auch ohne einige Formeln nicht zu erledigen ist. Man teilt den gesamten Aussteuerungsbereich in vier gleiche Abschnitte (a in Bild 99) ein und mißt die dazugehörigen Anodenströme (b bis f) Dann kann man für die im Anodenstrom enthaltende Amplitude der Grundschwingung ausrechnen:

$$A_1 = \frac{(b+c) - (e+f)}{3}$$

für die zweite Harmonische ist die Amplitude

$$A_2 = \frac{d}{2} = \frac{b+f}{4}$$

und für die dritte Harmonische

$$A_3 = \frac{c-e}{3} - \frac{b-f}{6}.$$

Der gesamte Klirrfaktor, der durch zweite und dritte Harmonische bestimmt wird, kann dann zu

$$K = \sqrt{\frac{A_2^2 + A_3^2}{A_1^2}}$$

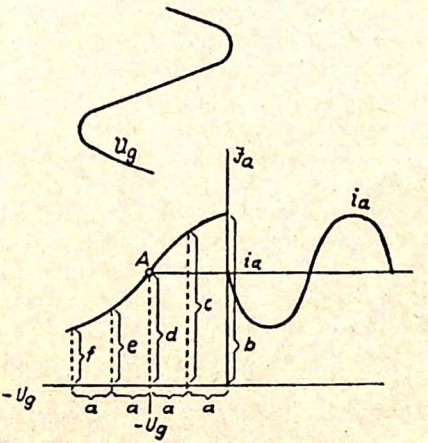


Bild 99

und die Leistung zu

$$N = \frac{A_1 \cdot A_1 \cdot R_a}{2}$$

ausgerechnet werden. Für Bild 99 ergibt sich $A_2 = 0$, d. h. also, daß die zweite Harmonische hier gar nicht auftritt, der Klirrfaktor also in erster Linie durch die dritte gebildet wird. Man kann auch den Klirrfaktor sowie seine Zusammensetzung in Abhängigkeit von der Größe des Außenwiderstandes messen und bekommt für alle Pentoden einen grundsätzlichen Verlauf nach Bild 101, wo mit N wieder die abgegebene Leistung, mit K der gesamte Klirrfaktor und 2 und 3 Anteile der zweiten und dritten Harmonischen an K bezeichnet sind. Durch Vergleich von Bild 98 mit 99 findet man, daß es sehr wohl einen Außenwiderstandswert geben kann, für den die ideale S-Form so weit angenähert wird, daß die zweite Harmonische im Klirrfaktor fast verschwindet, während die dritte bei steigendem R_a entsprechend Bild 98 immer weiter ansteigt. Man wählt dann den Außenwiderstand der Röhre so, daß bei voller Aussteuerung ein Klirrfaktor von 10% nicht überschritten wird, weil es sich herausgestellt hat, daß ein vorwiegend durch dritte Harmonische bedingter Klirrfaktor erst dann etwa gleich unangenehm wird wie 5% bei Vorherrschen der zweiten Harmonischen. Erwähnt sei, daß man für den „B"-Verstärker ähnliche Kennlinien bekommt wie für die Pentode und daß man daher für diese dann in ähnlicher Weise den Klirrfaktor berechnen kann.

Der günstigste Außenwiderstand für Endpentoden ist sehr einfach aus der im Betriebe an der Anode vorhandenen Gleichspannung und dem dann nach den Datenblättern fließenden Anodengleichstrom zu berechnen, indem man erstere durch letzteren dividiert. So bekommt man z. B. für eine Röhre mit 250 Volt Anodenspannung bei 36 mA Anodenstrom einen Außenwiderstand von 7000 Ohm. Es ist aber zu berücksichtigen, daß ja die Primärwicklung des Ausgangsübertragers doch einen – wenn auch geringen – ohmschen Wider-

stand hat, so daß nicht die volle aus der Batterie oder dem Netzteil gelieferte Spannung an der Anode zur Verfügung steht. Hat z. B. die Primärwicklung einen ohmschen Widerstand von 500 Ohm, so vermindert sich die Spannung an der Anode der Röhre um 18 Volt bei 36 mA und die Anodenspannung beträgt nur noch 232 Volt, der Außenwiderstand müßte daher dann niedriger werden (6450 Ohm). Der Grund dafür, daß man heute Endpentoden findet, bei denen die Schirmgitterspannung im Arbeitspunkt höher liegen darf als die Anodenspannung, ist in obigem zu suchen.

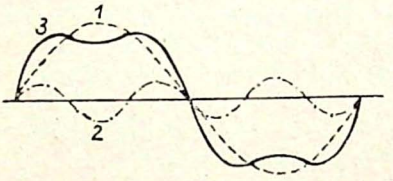


Bild 100

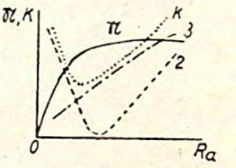


Bild 101

Wie man ohne Bremsgitter auskommt. Ein Bremsgitter zur Verhütung von Sekundärelektronen wird bei manchen Röhren in folgender Weise vermieden: Macht man den Abstand zwischen Anode und Schirmgitter immer größer, so wird es für die langsamen, aus der Anode stammenden Sekundärelektronen immer schwieriger, den schnellen, durch das Schirmgitter in Richtung auf die Anode zu fliegenden Elektronen entgegen auf das Schirmgitter zu fliegen. Oberhalb eines bestimmten Abstandes (sog. kritischer Abstand) bildet sich zwischen Schirmgitter und Anode eine Elektronenhäufung ähnlich der, die die Kathode umgibt, und diese hindert die Sekundärelektronen daran, zum Schirmgitter zu gelangen. Man erreicht also mit einer Tetrode mit „kritischem Anodenabstand" den gleichen Zweck wie mit einer Bremsgitterröhre (Penthode), wenngleich auch die Erscheinung nicht bei allen

Betriebsbedingungen der Röhre gleich zuverlässig auftritt und sich zudem während der Lebenszeit einer Röhre ändert.

Die Stromübernahme ist wichtig. Für die günstigen Eigenschaften einer Penthode bzw. einer Tetrode der eben geschilderten Art sprechen noch einige wichtige Faktoren mit, die hier kurz gestreift seien. Im Hinblick auf die Erzielung eines hohen Wirkungsgrades liegt die Kennlinie I für die Gitterspannung 0 nach Bild 102 günstiger als die dort zu findende Kurve II. Die Form dieser Kurven sind stark beeinflußt durch die Stromübernahme von der Anode auf das Schirmgitter bei niedrigen Anodenspannungen. Die Kurve II in Bild 102 deutet auf ungünstige Stromübernahme hin, d. h., das Schirmgitter übernimmt schon bei verhältnismäßig hohen Anodenspannungen einen zu großen Teil des gesamten aus der Kathode kommenden Stromes, während die Stromübernahme der Kurve I erheblich günstiger ist (vgl. auch S. 105).

Die Elektronen sollen die Gitterstege meiden. Zwei konstruktive Maßnahmen sind es, die in erster Linie die Stromübernahme beeinflussen können. Bei einem nach Bild 103a gebautem Gitter, dessen Querschnitt mit der in der Mitte befindlichen Kathode Bild 103b zeigt, beeinflussen die Stege, an denen die Gitterwindungen festgeschweißt sind, die Stromverteilung in der Röhre ungünstig, denn in der Mitte zwischen

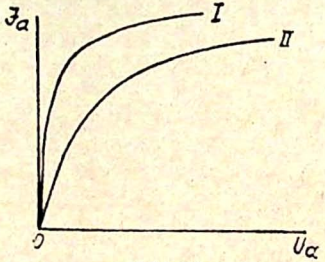


Bild 102

den Stegen treten mehr Elektronen durch das Gitter als an den Stegen. Neben der Stromübernahme wird hierdurch auch der gegenseitige Abstand der Kennlinien im U_a=J_a=Kennlinienfeld bzw. die Krümmung der Arbeitskennlinie im J_a=U_g=Kennlinienfeld ungünstig beeinflußt. Es hat sich herausgestellt, daß man dann eine günstige Stromübernahme erreichen kann, wenn man vermeidet, daß Elektronen Steuergitter und Schirmgitter in der Nähe der Haltestege durchfliegen. Zu diesem Zwecke bildet man die Gitter nicht mehr zylindrisch aus, sondern gibt ihnen eine Form, wie sie in Bild 103c angedeutet ist (g), sog. Ovalkathode. Dann bevorzugen die Elektronen auf ihrem Wege zur Anode (a) diejenige Strecke, die kürzer ist, meiden also die Stege.

Zur Unterstützung dieser Wirkung bringt man noch zwei Schirmplatten (s) an, die mit der Kathode verbunden sind, also auch diejenigen Elektronen noch von der Richtung auf die Stege ablenken, die aus der Kathode etwa dieser Richtung austreten. Man bildet also gewissermaßen — elektrisch — eine Wirkung nach, wie man sie in der Optik durch Linsen, Spiegel usw. erzielt und spricht daher direkt von „elektronenoptischen" Konstruktionsgrundsätzen. Bildet man schließlich die Kathode in der gezeigten Weise mit zwei bogenförmigen Oberflächen aus und sorgt dafür, daß nur diese nennenswert Elektronen aussenden können, indem man nur diese Flächen, nicht aber die den Gitterstegen zugewandten mit Oxyd versieht, so wird die erwünschte Wirkung noch unterstützt. Den grundsätzlichen Aufbau einer Tetrode mit kritischem Abstand nach diesem Prinzip zeigt Bild 104 im Querschnitt. Ähnlich sind die deutschen Endröhren vom Typ der AL 5 aufgebaut und die amerikanische Metallröhre 6L6, die nebst ihren Nachfolgetypen auch unter dem Namen „beam=power=tetrode" bekannt ist. Die Bezeichnung beam = Strahl deutet auf den besonders gerichteten Weg der Elektronen hin, während power = Leistung angibt, daß es sich um eine Leistungs=(End=) Röhre handelt.

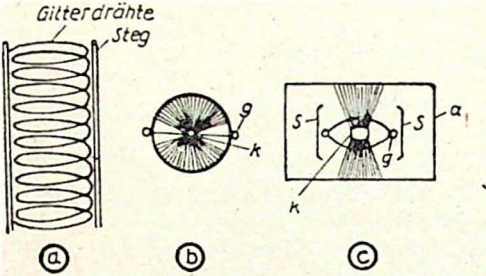


Bild 103

Bild 104

Neuerdings verwendet man bei den Endröhren im allgemeinen einen echten Tetrodenaufbau, bei dem die Sekundärelektronen innerhalb des aussteuerbaren Bereichs im wesentlichen durch großen Abstand zwischen Anode und Schutzgitter unterdrückt werden. Man bezeichnet derartige Röhren als Tetroden mit Pentodencharakter (z. B. die Tetrode/Endtetrode UEL11).

Schirmgitter im Schatten des Steuergitters. Ein zweites Verfahren, um die Stromübernahme günstig zu beeinflussen, liegt zweifellos darin, den Schirmgitterstrom von vornherein so klein wie irgend möglich zu machen. In Bild 105 ist an zwei Extremfällen schematisch dargestellt, wie bei gleichem gegenseitigem Abstand der Gitterdrähte für Steuer- und Schirmgitter die Elektronen fliegen können. Stehen die Schirmgitterdrähte immer gerade in den Lücken zwischen den Steuergitterdrähten, so muß notwendigerweise eine große Zahl von Elektronen auf das Schirmgitter gelangen und die Stromübernahme ungünstig werden. Stellt man dagegen die Schirmgitterdrähte genau in den „Schatten" der Steuergitterdrähte, so würden im Extremfall überhaupt keine Elektronen mehr zum Schirmgitter gelangen, die Stromübernahme also ideal werden (allerdings sind die Wege der Elektronen ja in Wirk-

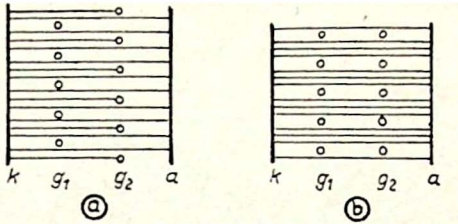


Bild 105

lichkeit nicht alle geradlinig). Dadurch, daß man bei Pentoden oder Tetroden mit kritischem Anodenabstand die Steuergitter- und Schirmgitterdrähte weitgehend zur Deckung bringt, kann man tatsächlich eine ganz erhebliche Verbesserung der Stromübernahme und damit der abgegebenen Leistung des Wirkungsgrades und der Verzerrungsfreiheit erreichen. Rein schematisch sieht das J_a=U_a-Kennlinienfeld einer Röhre mit ungünstiger Stromübernahme so aus wie in Bild 106a und ihre Arbeitskennlinie hat starke S-Form wie Bild 106b, während bei idealer Stromübernahme (Bild 107a und b) die Arbeitskennlinie praktisch geradlinig wird. Bei der schon genannten amerikanischen Metallröhre 6L6 wird zwar

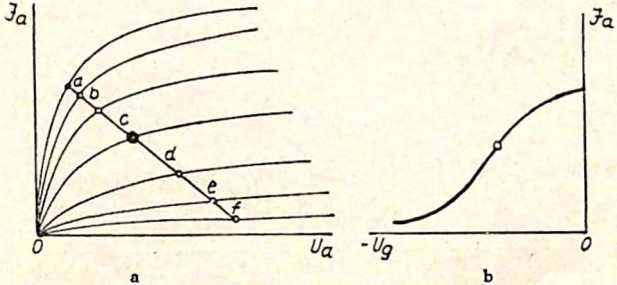


Bild 106

nicht ganz Geradlinigkeit erreicht, vielmehr ist die Arbeitskennlinie im unteren Teil in ähnlicher Weise gekrümmt wie bei Trioden, verläuft aber im oberen Teil nahezu geradlinig. Dadurch würde ein Klirrfaktor mit Vorherrschen der zweiten Harmonischen entstehen, der recht groß ist. Da diese Röhre aber ausschließlich in Gegentaktschaltung verwendet wird, die zweite Harmonische praktisch unterdrückt, ist der Klirrfaktor dann hinreichend klein.

Praktische Anwendung von Pentoden. Pentoden in Verstärkerschaltungen bieten kaum Besonderheiten. Hochfrequenztetroden verwendet man — außer in Sonderfällen — heute kaum noch, so daß auf ihre praktische Anwendung hier nicht eingegangen zu werden braucht. Als Niederfrequenzverstärker (Bild 108) eignen sich Hochfrequenzpentoden (z. B. AF7, CF7, EF12, EF40) ausgezeichnet. Außenwiderstandswerte von 100 bis 300 kΩ sind gebräuchlich, normalerweise nimmt man nur 200 kΩ (R_1) und stellt durch passende Wahl des Widerstandes R_2 (200 bis 800 kΩ), der die Spannung für das Schirmgitter entsprechend herabsetzt, den Arbeitspunkt so ein, daß bei dem für ihn geltenden Anodengleichstrom $^3/_4$ der verfügbaren Gleichspannung am Außen-

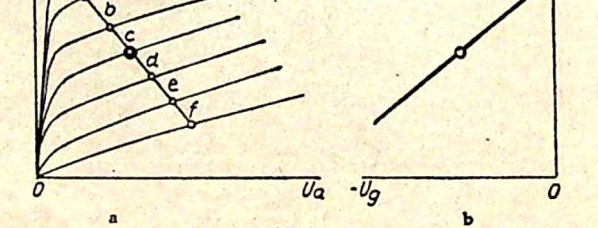


Bild 107

widerstand und nur 1/4 zwischen Anode und Kathode der Röhre liegen. Man erzielt dann Spannungsverstärkungen von etwa 150 bis rund 200, die den Trioden möglichen Werten also erheblich überlegen sind. Die Gittervorspannung wird normalerweise durch Kathodenwiderstand (R_1 = 1 bis 6 kΩ) erzeugt. In den Anodenkreis schaltet man zur Vermeidung von Rückkopplungen über den hohen Innenwiderstand des Netzanschlußteils eine Rückkopplungssperre aus einem Widerstand (R_3 etwa 50 kΩ) und einem Kondensator hinreichend großer Kapazität (C_3). Die Kondensatoren C_1 (bis zu 100 μF) und C_2 (etwa 0,5 μF) dienen dazu, die Kreise für Wechselstrom kurzzuschließen. Bei A wird die verstärkte Wechselspannung der folgenden Röhre zugeführt. C_3 wird mit 1 bis 2μF gewählt. Die Rimlock-Röhre EF 40 wurde speziell als Niederfrequenz-Pentode mit besonders geringer Brummanfälligkeit entwickelt.

In nahezu gleicher Schaltung kann die Röhre auch als Anodengleichrichter arbeiten. Am Eingang wird dann die gleichzurichtende Hochfrequenz zugeführt. Zwischen Anode und Kathode ist ein Kondensator von 100-200 pF zu schalten, der die Röhre für Hochfrequenz kurzschließt, damit die Gleichrichtung auf der statischen Kennlinie vor sich geht. Der Kathodenwiderstand wird auf 2 kΩ vergrößert. R_2 wird 150 kΩ und parallel zu C_2 wird noch ein Widerstand von 100 kΩ geschaltet, um die Schirmgitterspannung auf etwa 100 Volt zu legen. Der Außenwiderstand (R_4) kann zwischen 100 k und 300 kΩ liegen. (Die Daten gelten für die oben genannten Röhrentypen).

Bei Hochfrequenzverstärkung (Bild 109) mit Pentoden ist die Schaltung sehr übersichtlich. Um auf eine hinreichend große Schirmgitterspannung von etwa 100 Volt zu kommen, wird hier ein niedriger Schirmgitter-Vorschaltwiderstand (R_2 = etwa 150 kΩ) angewandt. Der Kathodenwiderstand (R_1 = 500 bis 800 Ohm) erzeugt die notwendige Gittervorspannung, die Überbrückungskondensatoren haben die für

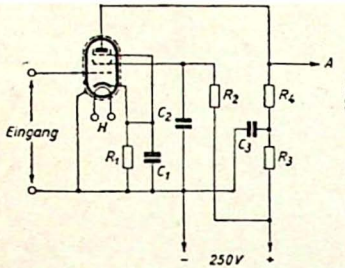


Bild 108

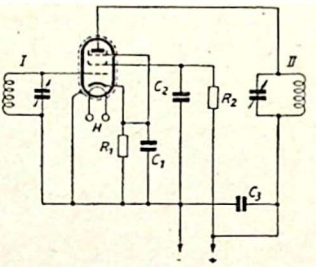


Bild 109

die zu verstärkende Frequenz zweckmäßigen Werte (0,01 bis 0,1 μF). Mit I und II sind Gitter- bzw. Anoden-Abstimmkreis bezeichnet.

Hochfrequenzpentoden als Audion

Hochfrequenzpentoden sind als Audion besonders geeignet, weil sie eine größere Verstärkung als Trioden ergeben. Eine Endpentode hoher Steilheit kann man bereits ohne Zwischenverstärkerstufe dann voll aussteuern, wenn das Audion in seinem günstigsten Arbeitsbereich betrieben wird. Die Schaltung im Audion und in der Endstufe wird dann nach Bild 110 vorgenommen. Im Gegensatz zum Anodengleichrichter wird hier die Schirmgitterspannung nicht durch einen Spannungsteiler, sondern — wie beim Niederfrequenzverstärker — durch Vorwiderstand eingestellt, der etwa mit 700 kΩ bis 1 MΩ gewählt wird. Gitterabteilung (R_1) und Gitterkondensator (C_1) haben die üblichen Werte. Durch richtige Wahl der Größe von R_1 (meist 1 MΩ) läßt sich bei rückgekoppeltem Audion (die Rückkopplung ist hier nicht eingezeichnet) der Schwingeinsatz günstig beeinflussen. Oft ergeben höhere Werte einen „weicheren" Schwingeinsatz.

In der normalen Schaltung ist der Schalter S geschlossen, also das Schirmgitter der Audionröhre V_1 über C_2 für Wechselstrom geerdet. Der Außenwiderstand (R_3) und die Rückkopplungssperre (R_8, C_4) haben ähnliche Werte wie zu Bild 108 angegeben. Über den Kondensator C_3 (etwa 5000—10 000 pF) wird die an R_3 auftretende Wechselspannung weitergeleitet. Die Gitterabteilung der Endröhre (V_2) ist R_4, vor das Gitter der Röhre sind noch zwei weitere Widerstände geschaltet, die folgenden Zwecken dienen. R_5 zusammen mit C_5 bilden eine eingliedrige Siebkette zur Absiebung von Hochfrequenzen, während R_7 die bei sehr steilen Endpentoden manchmal vorhandene Neigung, als Sender auf außerordentlich kurzer Welle zu schwingen, unterdrückt (C_5 = 100 bis 200 pF, R_7 = 1000 Ohm, R_5 = 50 bis 100 kΩ). R_6 mit dem Parallelkondensator C_6 erzeugen die Gittervorspannung für die Endröhre. Der Lautsprecher L ist über den Ausgangsübertrager AÜ angekoppelt. Bei allen modernen Endpentoden kann die gezeigte Schaltung für den Schutzgitteranschluß verwendet werden, nur bei einigen älteren Typen muß man durch Vorwiderstand die am Schirmgitter liegende Spannung niedriger als die Anodenspannung halten. Besonders hervorgehoben sei die in Bild 110 gezeigte Möglichkeit, den Tonabnehmer (TA) für das Schallplattenspiel an das

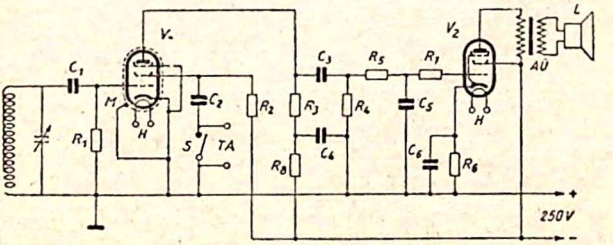


Bild 110

Schirmgitter der Röhre anzuschalten. Öffnet man den Schalter S, so liegt die am Tonabnehmer erzeugte Wechselspannung über C_2 am Schirmgitter, für das gewissermaßen R_2 Vorschaltwiderstand ist. Auf diese Weise läßt sich der Tonabnehmer sehr einfach und brummfrei an ein Audion schalten. Die bei normalen Daten erreichbare Verstärkung liegt in der Größenordnung von 40, reicht also bei dem normalen Tonabnehmer aus, um steile Endpentoden auszusteuern. Wie Trioden kann man auch Pentoden im „B"- oder „A"-Verstärker (Gegentaktschaltung!) verwenden, braucht sie aber nicht in den Gitterstrom zu steuern.

Achtung, Anodenkreis nicht unterbrechen! Bei der hohen Schutzgitterspannung der Endröhre darf unter keinen Umständen der Anodenkreis im Betriebe unterbrochen werden, weil dann der gesamte Strom zum Schutzgitter fließt und dieses zum Glühen bringt. Dadurch kann die Röhre zerstört werden bzw. durch die Überhitzung können Gasreste aus Metallteilen herauskommen, die das Vakuum zu sehr verschlechtern und die Röhre unbrauchbar machen. Man schaltet daher in den meisten Fällen in die Schirmgitterleitungen der Endröhren einen Schutzwiderstand; dieser liegt in der Regel bei 100 Ohm und einer Belastbarkeit von 1/4 Watt. Bei Unterbrechung des Anodenkreises wird der Widerstand durchbrennen und das Schirmgitter ist ebenfalls stromlos: die Röhre wird geschont.

Die Röhre bekommt eine besondere Kennlinie

Regelröhren mit drei und mehr Gittern

Mit der Verstärkung von Hoch- oder Niederfrequenz und mit der Gleichrichtung modulierter Hochfrequenz (Demodulation) sowie mit der Schwingungserzeugung sind die Auf-

gabengebiete, die der modernen Elektronenröhre zufallen, noch lange nicht erschöpft. Wie bei der Besprechung des Audions (s. S. 79) auseinandergesetzt wurde, arbeitet dieses in einem nur begrenzten Gebiet von Hochfrequenzwechselspannungen günstig. Bei kleineren oder größeren Spannungen treten Verzerrungen auf. Wollte man daher brauchbare Empfänger für nahe und weit entfernte Sender bauen, so müßte man einerseits genug Verstärkung vorsehen, um auch schwache Sender mit hinreichender Spannung auf Audiongitter zu bekommen, andererseits müßte man die Möglichkeit haben, beim Empfang starker Sender die dem Audion zugeführte Spannung erheblich zu vermindern. Man verwendete zu diesem Zwecke zuerst ohmsche oder kapazitive Spannungsteiler, konnte aber damit nicht auf die Dauer befriedigende Ergebnisse erzielen, zumal der Regelbereich oft zu gering war und nahe am Sender doch Übersteuerungen vorkamen, abgesehen von Kontaktschwierigkeiten in ohmschen Reglern, die zu unerfreulichen Geräuschen führten.

Die Gitterspannung wird geregelt. Betrachtet man nun die Kennlinie einer für Hochfrequenzverstärkung geeigneten Röhre, z. B. einer Hochfrequenzpentode (Bild 111), so findet man, daß die Wahl des Arbeitspunktes auf der Kennlinie für die Größe der Verstärkung maßgebend ist. So ist z. B. im Arbeitspunkt A die Arbeitssteilheit größer als im Arbeitspunkt A', so daß man also erwarten kann, daß man durch Erhöhung der Gittervorspannung einer solchen Röhre auch für größere Wechselspannungen den Anodenwechselstrom und damit die der nächsten Röhre (z. B. Audion) zugeführte Wechselspannung konstant halten kann. In A' ist die Gitterwechselspannung größer als in A, trotzdem bleibt die Größe des Anodenwechselstromes unverändert. Allerdings bemerkt man beim Arbeitspunkt A' schon eine Verzerrung, die auf das Auftreten der zweiten Oberschwingung hindeutet.

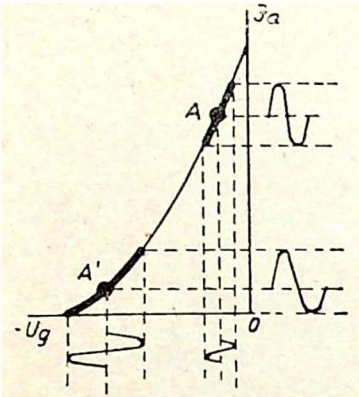


Bild 111

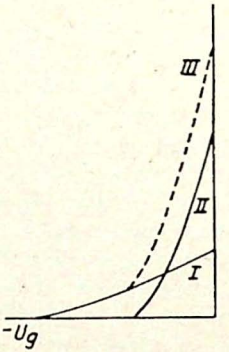


Bild 112

Nun wäre dieser Effekt, der einer teilweisen Gleichrichtung gleichkommt, zunächst als nicht gefährlich anzusehen, denn er betrifft ja nur die Hochfrequenz. Da aber die Hochfrequenz als Träger für die aufmodulierte Niederfrequenz wirkt, wird (vgl. auch die Ausführungen für die Empfangsgleichrichter. S. 77) bei starken Mondulationsgraden auch die Mondulation mit verzerrt, was man zu vermeiden strebt. Zudem ist aus Bild 111 zu ersehen, daß der Regelbereich gar nicht sonderlich groß ist, denn wenn man noch größere Gitterwechselspannungen anlegen und mit ihnen einen gleichen Anodenwechselstrom wie in A erzielen wollte, müßte man die negative Gitterspannung noch vergrößern und käme dann in ein Arbeitsgebiet, wo vollständige Gleichrichtung auftreten müßte. Das will man aber vermeiden, denn die Röhre soll ja nicht gleichrichten, sondern nur verstärken und möglichst verzerrungsfrei. Auf diesem Wege kommt man also nicht weiter.

Zwei Röhren werden parallel geschaltet. Man braucht eine Röhrenkennlinie, die für kleine Wechselspannungen sehr steil

ist, die aber bei zunehmender negativer Gitterspannung, wie man sie für immer größere Gitterwechselspannungen anwenden muß, um auch mit den positiven Amplituden der Röhre nicht in den Gitterstrombereich zu steuern, eine sehr lange Kennlinie liefert. Diese muß dann möglichst flach, also mit geringer Steilheit verlaufen, damit man eine hinreichend geringe Verstärkung bekommt, um auch mit sehr großen Spannungen am Gitter die nachfolgende Röhre nicht zu übersteuern. Zu diesem Zwecke werden zwei Röhren mit verschiedenen Kennlinien parallel geschaltet. Die eine möge eine Kennlinie I nach Bild 112 haben, die andere die Kurve II. Bei kleinen Gitterwechselspannungsamplituden und dementsprechend schwach negativer Gittervorspannung wirken praktisch beide Röhren zusammen, die Gesamtarbeitssteilheit beider addiert sich daher. Für größere Gitterwechselspannungen muß man die Gittervorspannung negativer machen. Dann gelangt man schließlich in einen Gitterspannungsbereich, wo die Kennlinie II aufgehört hat und nur noch Kennlinie I wirksam ist, die wegen ihrer geringen Arbeitssteilheit nur sehr wenig verstärkt.

Die Arbeitskennlinien beider Röhren würden sich also zu einer Kurve II zusammensetzen, wie sie in Bild 112 gestrichelt angedeutet ist. Wie man die Arbeitssteilheit beeinflußt, ist bereits bekannt: großer Durchgriff und kleine statische Steilheit ergeben geringe, kleiner Durchgriff und große statische Steilheit große Arbeitssteilheit.

Ein Regelgitter erspart eine Röhre. Da es unangebracht ist, in einer Verstärkerstufe zwei Röhren zu verwenden — dazu sind sie viel zu teuer —, hat man zunächst zwei Systeme von Pentoden oder Schirmgitterröhren in einem Glaskolben zusammengebaut, das eine mit weitem Steuergitter, also kleiner Steilheit und großem Durchgriff, das andere mit engem Steuergitter und großer Steilheit, kleinem Durchgriff (Bild 113a). Die endgültige Form wurde dann wieder vereinfacht, indem man nur ein Röhrensystem verwandte, bei die-

sem aber (Bild 113b) das Gitter an einer Stelle mit größeren gegenseitigen Abständen der Gitterdrähte versah („Regelgitter"). Die endgültige Kennlinie einer solchen „Regelröhre" (man ging aus schon besprochenen Gründen sehr bald auch bei den Regelröhren zur Pentode über) ist in Bild 114 wiedergegeben. Man sieht, daß hier ein viel größerer Regelbereich ohne nennenswerte Verzerrungen möglich ist, daß also die Forderungen: große Steilheit für große Wechselspannungen sich tatsächlich verwirklichen ließ.

Der Regelbereich ist begrenzt. Bei einer Regelpentode vom Typ der AF3, CF3 oder EF3 ist die Steilheit für eine negative Gitterspannung von 2 Volt etwa 1,8 mA/Volt, während bei — 55 Volt Gitterspannung die Steilheit geringer als 0,002 mA Volt ist. Man könnte daher annehmen, daß man mit einer solchen Regelröhre in der Lage wäre, im Verhältnis 1000 : 1 die Verstärkung zu regeln. Man macht da aber die Rechnung ohne die — ja noch vorhandene — Gitter-Anoden-kapazität in der Röhre. Fließt nämlich in der Röhre überhaupt kein Anodenstrom mehr, verstärkt sie also überhaupt

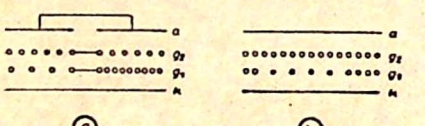


Bild 113

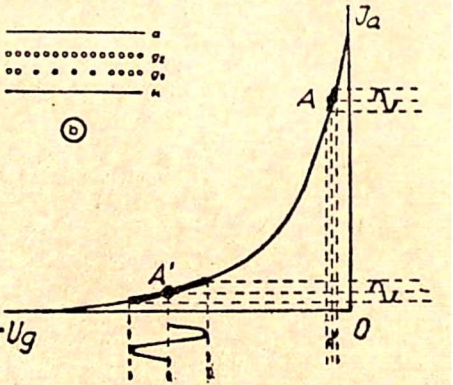


Bild 114

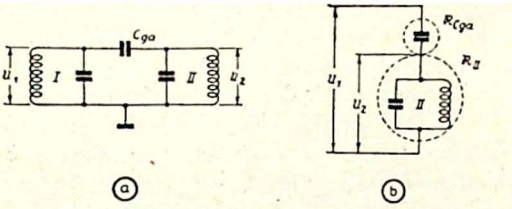


Bild 115

nicht mehr, so besteht doch vom Gitterkreis I zum Anodenkreis II noch ein Übertragungsweg über die innere Kapazität (Cga) der Röhre (Bild 115a). Die Gitterwechselspannung U_1 wird also an dem Hochfrequenzspannungsteiler, der aus dem kapazitiven Widerstand R_{Cga} und dem Wechselstromwiderstand des Resonanzkreises (R_{II}) besteht, aufgeteilt (Bild 115b). Die an letzterem entstehende Spannung U_2 läßt sich ausrechnen, wenn man die Frequenz und den entsprechenden Wert kennt. — Nimmt man an, daß man beide Kreise auf eine Welle von 300 m (1 000 000 Hertz) abgestimmt hat, daß die Größe Cag = 0,003 pF beträgt und daß der Abstimmkreis II einen Resonanzwiderstand von 2 000 000 Ohm aufweist, so kann man ausrechnen, daß (stark abgerundet) $^1/_{125}$ der an I herrschenden Spannung an II wieder auftritt. Man kann also in der Tat selbst durch noch so große negative Vorspannung die Verstärkung dann nicht mehr herabsetzen, wenn C_{ga} bereits diese störende Wirkung bringt. Je kleiner C_{ga} ist, desto größer wird der verfügbare Regelbereich, man baut heute daher Regelröhren mit C_{ga} kleiner als 0,003 pF.

Automatische Regelung

Zur Zeit, als die ersten Regelröhren durchkonstruiert waren, hatte sich in der Empfängertechnik der Wunsch herausgebildet,

die Regelung der Verstärker nicht mehr der Hand des Rundfunkhörers zu überlassen, sondern sie selbsttätig durch entsprechende Schaltmittel des Empfängers mit Regelröhren zu bewirken. Man war dazu gekommen, weil ja der Empfang fernerer Sender meist darunter leidet, daß zuweilen plötzlich die Empfangslautstärke stark sinkt, der Empfang schwindet. Um diesem Schwund (Fading) zu begegnen, muß man dauernd den Verstärkungsregler drehen. Bei einem Gerät mit selbsttätiger Lautstärkeregelung oder Schwundausgleich genannt — „dreht" sich aber der Verstärkungsregler „von selbst": bei schwachen Sendern regelt er auf große Verstärkung, bei starken Sendern auf geringe Verstärkung. Im ersten Falle braucht man also bei Verwendung einer Regelröhre eine kleine, im letzteren Falle eine große negative Gittervorspannung. Es soll hier nicht näher auf die etwas unübersichtlichen Methoden eingegangen werden, wie man mit Anodengleichrichter- und Audionschaltungen, die infolge ihrer beschränkten Brauchbarkeit bald durch die auf Seite 82 beschriebenen Diodenschaltungen abgelöst wurden, Schwundausgleichschaltungen herstellte Vielmehr sei angenommen, daß auf die Regelröhre (P in Bild 116) und einen etwaigen weiteren Verstärker (V) als Demodulator eine Diode (D) folgt. An dem der Anode der Diode zugekehrten Ende des Widerstandes R wird bei Steigerung der Hochfrequenzspannung die Spannung immer negativer. Führt man also diese Spannung dem Gitter der Regelpentode P zu (der Kondensator C dient als Ladekondensator) und schließt R für Hochfrequenz kurz, R', C' filtern die an R ja ebenfalls auftretende Niederfrequenz aus), so wird bei größer werdender Empfangswechselspannung die negative Vorspannung der Regelröhre erhöht, ihre Verstärkung sinkt also, wenn auch nicht im gleichen Maße wie die Wechselspannung an der Diode sich vergrößert. Dadurch, daß man mehrere Regelröhren in einem größeren Empfänger aufeinander folgen läßt, kann man die Regelung verbessern.

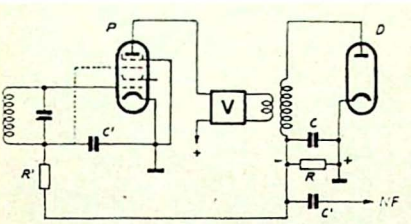


Bild 116

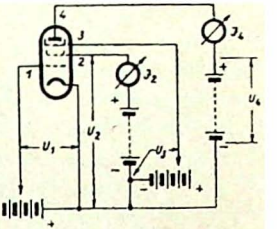


Bild 117

Der Regelspannungsbedarf wird verkleinert. Als nachteilig muß nur angesehen werden, daß die bisher besprochenen Regelröhren für vollständiges „Herunterregeln" eine recht große negative Gittervorspannung brauchen, die bei Lieferung durch eine Diode voraussetzt, daß die Verstärkung sehr groß ist. Man suchte daher für Empfänger mit weniger Röhren, die diesen erheblichen Verstärkungsüberschuß nicht aufzubringen vermochten, bald nach neuen Möglichkeiten, mit geringerer Regelspannung auszukommen und fand sie auch. Überhaupt ging bald die Empfängertechnik davon ab, vorhandene Röhren zu verwenden, sondern sie begann weitgehend die Entwicklung auf dem Röhrengebiet zu beeinflussen und in die ihr wünschenswerten Bahnen zu lenken.

Doppelsteuerung und die virtuelle Kathode. Bereits bei der Raumladegitter-Röhre (s. S 91) war davon gesprochen worden, daß man die Röhre „doppelt steuern" könne. Eine Spannungsänderung am Raumgitter hat eine Steilheitsänderung zur Folge; wie Bild 118 beweist, findet aber eine solche Steilheitsänderung auch bei Änderung der Steuergitterspannung statt. Den weiteren Betrachtungen sei eine Röhre mit drei Gittern (Bild 117) zugrundegelegt. Der Anodenstrom kann zunächst in der bekannten Weise dadurch geändert (gesteuert) werden, daß man die Spannung am Gitter 1 ändert. Die Elek-

tronen aus der Kathode durchfliegen das erste Gitter und gelangen durch das nächste Gitter hindurch in den Einflußbereich des dritten Gitters (3). Wird dieses auf negativer Spannung gehalten, so werden die Elektronen abgebremst und „stauen" sich vor Gitter 3 „an", bilden dort eine Elektronenwolke ähnlich derjenigen in der Nähe der Kathode, vor der ja auch ein negatives Gitter liegt. Man bekommt also eine scheinbare (virtuelle) zweite Kathode vor dem Gitter 3. Es ist klar, daß mit negativer werdender Spannung am Gitter 3 immer weniger Elektronen von der „virtuellen Kathode" weiter zur Anode gelangen können. Einerseits ist ja auch die Zahl der das Gitter 3 erreichenden Elektronen durch die Spannung am Gitter 1 bestimmt: man kann durch Gitter 1 die Steilheit der „oberen" Röhrenhälfte (virtuelle Kathode Gitter 3 und Anode) beeinflussen, dosieren, nennt daher wohl auch das Gitter 1 „Dosierungsgitter". Andererseits wird die Steilheit und der Anodenstrom des „oberen" Röhrenteils durch die Spannung am Gitter 3 beeinflußt. Gleichzeitig tritt auch hier ein ähnlicher Effekt auf wie bei der Raumladegitter-Röhre: je negativer Gitter 3 wird, desto weniger Elektronen gelangen zur Anode (4) der Röhre, sie kehren vielmehr um und fließen über das positive Gitter 2 ab. Der aus der Kathode kommende Elektronenstrom wird also durch dieses Gitter (3) entsprechend auf Gitter 2 und Anode (4) verteilt, weshalb man es auch „Verteilungsgitter" nennt. Stellt man — vereinfacht — die Kennlinien einer solchen Röhre wieder als gerade Linien dar, so bekommt man folgende prinzipiellen Zusammenhänge (Bild 118). Die Kennlinie für den Anodenstrom, I_4 bei gleichbleibender Spannung an Gitter 3 (z. B. $U_{g3} = 0$, Bild 119) verläuft für verschiedene Spannungen an Gitter 1 (U_g1 normal). Macht man jetzt U_g3 um einen bestimmten Betrag negativer, so wird die Kennlinie flacher, weil die Steilheit kleiner geworden ist usw. Die Kennlinien drehen sich also gewissermaßen um ihren Ursprungspunkt. Hält man U_g1 fest und mißt den Anodenstrom I_4 in Abhängigkeit von

U_3, so bekommt man ein ganz ähnlich aussehendes Kennlinienfeld (Bild 120). Mißt man schließlich den Anodenstrom I_1 und den Strom I_2 zum zweiten Gitter bei verschiedenen Spannungen an Gitter 3, so erhält man ähnliche Kennlinien wie bei der Raumgitterröhre (Bild 118c), wie nach dem oben Ausgeführten zu erwarten stand.

Die Regel-Hexode. Nimmt man sich nun einmal das Kennlinienfeld von Bild 118a vor und bestimmt für den Fall, daß man U_1 und U_2 gleichzeitig ändert, die Kennlinie, so bekommt man die stark ausgezogene Kurve in Bild 119. Aus den geraden Kennlinien der Bilder 118a und b ist also eine gekrümmte geworden, die sich offensichtlich zur Regelung gut gebrauchen läßt. Man sieht unschwer ein, daß dann, wenn die Kennlinien an sich nicht gerade, sondern nach Art von Regelkennlinien verlaufen würden, dieser Effekt sich noch in verstärktem Maße zeigen muß. Daß das tatsächlich so ist, mögen die Kurven einer derartigen Regelröhre mit zwei Regelgittern in Bild 120 beweisen.

Die schwach gezeichneten Kennlinien gelten für fest eingestellte Werte von U_g3, während die gemeinsame Kennlinie für Änderung von U_g1 und U_g2 stark gezeichnet ist. Die Regelung ist also bei einer solchen Röhre mit zwei beeinflußten Gittern durch eine viel geringere Gittervorspannungs-

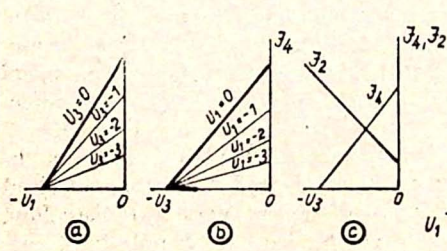


Bild 118

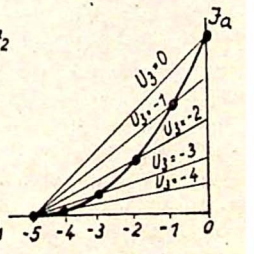


Bild 119

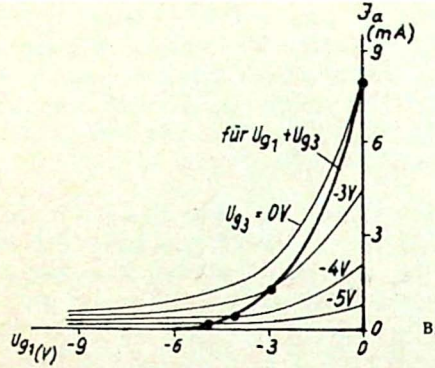


Bild 120

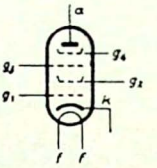


Bild 121

änderung erziehlbar als bei Pentoden. Dazu wäre zu bemerken, daß man aus verschiedenen Gründen die Tatsache, daß es sich bei dem „oberen" Teil der Regelröhre, der bei der virtuellen Kathode beginnt, um eine Triode handelt, als unerwünscht empfunden hat und daher noch ein weiteres Gitter als Schirmgitter für diesen Teil zwischen Gitter 3 und Anode (4) einfügte (Bild 121). Man erhält auf diese Weise eine außerordentlich kleine Gitter-Anodenkapazität und einen hohen Innenwiderstand der Regelröhre, beides erwünschte Eigenschaften. Die amerikanischen Röhrenkonstrukteure sind bei der Schaffung einer ähnlichen Regelröhre — anscheinend wegen Schwierigkeiten, den Innenwiderstand hinreichend hoch zu bekommen — bei der Metallröhre 6 L 7 noch weiter gegangen und haben unmittelbar zwischen das Gitter 4 und die Anode entsprechend Bild 122 noch ein Bremsgitter eingefügt. Röhren mit vier Gittern, also — außer dem Heizfaden — mit sechs Elektroden, heißen auch „Hexoden" (Sechspolröhren), der amerikanische Typ „Heptode" (Siebenpolröhre) und zwar wegen ihrer Verwendung zur Verstärkungsreglung „Regelhexoden" bzw. „Regelheptoden" (Sechspol- bzw. Siebenpol-Regelröhren).

Bei der Anwendung der doppelt geregelten Röhren in der Schaltung ist darauf zu achten, daß nur das der Kathode benachbarte Gitter durch die Hochfrequenz gesteuert wird, daß aber beide Gitter durch die von einer Diode o. ä. gelieferte Regelspannung beeinflußt werden, so daß also das zweite Steuergitter (Gitter 3) so zu schalten ist, wie das in Bild 116 punktiert angedeutet wurde.

Der Einsatz der Regelung wird verzögert. Bei einer normalen Regelschaltung nach Bild 115 beginnt die Wirkung der Regelspannung naturgemäß bereits dann, wenn irgend eine — wenn auch noch so geringe — Wechselspannung an den Eingang des Empfängers gelangt. Das muß als unerwünscht bezeichnet werden, weil dann die Verstärkung für schwache Zeichen u. U. zu stark herabgesetzt wird. Man wendet daher einen Kunstgriff an. Erteilt man der Anode der Diode gegenüber ihrer Kathode eine negative Vorspannung, so muß die ankommende Wechselspannung erst diese Gleichspannung übertreffen, ehe die Diode überhaupt an R (Bild 116) eine Gleichspannung liefert. Man bekommt auf diese Weise eine „verzögerte" Schwundregelung. Die notwendige Vorspannung kann man entweder dadurch gewinnen, daß man die Kathodenvorspannung einer anderen Verstärkerröhre mit ausnutzt und R zwar an den Minuspunkt, die Kathode der Diode aber an diejenige der betreffenden Röhre anschließt oder dadurch, daß man (Bild 123) einen getrennten Spannungsteiler verwendet, der die Kathode um den gewünschten Betrag positiv macht. Die Demodulation muß in solchen Anordnungen durch eine getrennte Diodenstrecke vorgenommen werden, um Verzerrungen zu vermeiden.

Bei allen bisher besprochenen Regelröhren ist Voraussetzung für die Erzielung der Regelkurve, daß die Spannung an dem oder den Schirmgittern konstant gehalten wird. Man schaltet normalerweise zu diesem Zwecke zwischen den Plus- und Minuspol der Stromquelle für den Anodenstrom einen

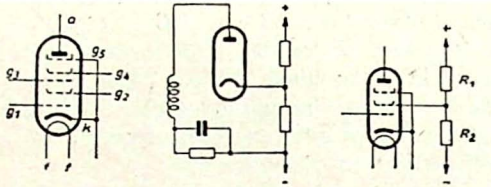


Bild 122 Bild 123 Bild 124

Spannungsteiler (R_1, R_2 in Bild 124), an dessen Abgriff das Schirmgitter angeschlossen wird. Der durch den Spannungsteiler von + nach − fließende Strom sollte stets größer sein als der Schirmgitterstrom der Röhre, damit sich die Schirmgitterspannung bei der Regelung der Röhre möglichst wenig ändert.

Die Regelkennlinie muß verbessert werden. Betrachtet man eine normale Regelkennlinie (Bild 125 links stark ausgezogene

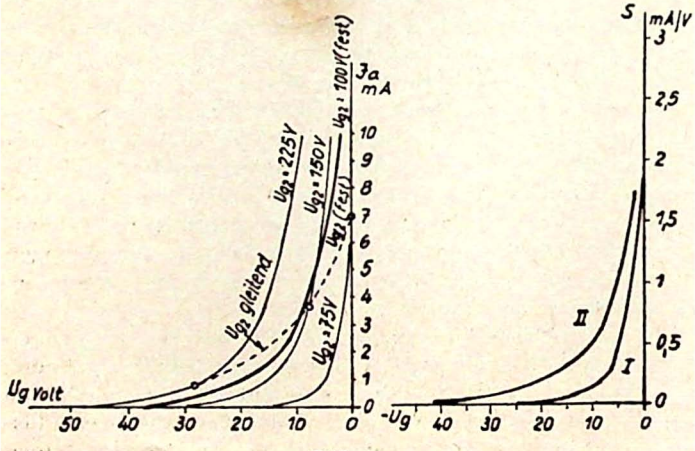


Bild 125

Kurve), so fällt auf, daß sie recht unregelmäßig gekrümmt ist. Die Steilheit wird ziemlich ungleichmäßig geändert (Bild 125 rechts, Kurve I). Nach den bisherigen Erfahrungen mit stark gekrümmten Kennlinien muß man erwarten, daß das etwas bedeutet, und in der Tat trifft das auch zu.

Modulationsverzerrung

Eine mit einem einzigen Ton modulierte Hochfrequenzwelle besteht aus einer sogenannten Trägerwelle und zwei Seitenbandwellen, deren Frequenzabstand von der Trägerfrequenz „von der Höhe" der Tonfrequenz abhängt. Für eine Trägerfrequenz von 200 kHz z. B. und eine Tonfrequenz von 1000Hz würden die Seitenbänder auf 199 und 201 kHz liegen. Durch die Krümmung der Röhrenkennlinie treten noch die Oberschwingungen hinzu, und zwar auch solche der Tonfrequenz, so daß in unserem Fall noch zwei weitere Seitenbänder aus der Röhre herauskommen: 198 und 202 kHz, die nachher im Demodulator auf einmal zwei Töne, nämlich 1000 und 2000 Hz liefern. Wie man beim Niederfrequenzverstärker den auftretenden Prozentsatz an Oberschwingungen als Klirrfaktor bezeichnet, so hat man auch für diese Erscheinung eine Bezeichnung. Man nennt sie „Modulationsverzerrung". 1% Modulationsverzerrung bedeutet beispielsweise, daß bei 100% Modulation der Trägerfrequenz mit einer bestimmten Tonfrequenz ein Oberschwingungsgehalt von $^1/_{100}$ der ursprünglichen Modulation noch hinzutritt. Als zulässig kann man noch eine Modulationsverzerrung bis zu 3% bezeichnen. Um diesen Wert nicht zu überschreiten, muß man für die verschiedenen Gittervorspannungen von Regelröhren die dann zulässigen Gitterwechselspannungen kennen, die z. B. bei Röhren vom Typ der AF3, bzw. CF3 für — 30 Volt Regelspannung (günstigster Bereich) 2 Volt effektiv betragen dürfen. Bei Hexoden (AH 1, CH 1)

ist der zulässige Wert kleiner (1,2 Volt eff. bei – 12 Volt Gittervorspannung).

Moderne Röhren haben bei entsprechender Schaltung kleinere Regelbereiche (z. B. die EF 11 nur 17 V), und daher sind für dieselben bei fester Schirmgitterspannung auch kleinere Gitterwechselspannungen zulässig (bei der EF 11 nur ca. 0,8 V).

Modulationsvertiefung. Hiermit bezeichnet man die Erscheinungen, daß die Modulationstiefe (der Modulationsgrad) einer modulierten Trägerwelle vor der Röhre geringer als hinter der Röhre ist. Sie tritt durch die Krümmung der Kennlinie außer anderen Verzerrungen in einer Röhre auf und wird in Prozent angegeben.

Bezeichnet man die Modulationstiefe vor der Röhre mit m_1 und die hinter der Röhre mit m_2, dann ist die Modulationsvertiefung

$$M = \frac{m_2 - m_1}{m_1} \cdot 100\%$$

Brumm-Modulation. Ein weiterer unerwünschter Effekt tritt durch die Krümmung der Röhrenkennlinie zutage, wenn man im Gitterkreis außer der zu verstärkenden Hochfrequenzwechselspannung noch eine kleine Brumm-Wechselspannung hat, wie sie z. B. am Kathodenwiderstand bei nicht hinreichend gesiebtem Gleichrichterstrom auftreten kann. Bei einer geraden Kennlinie könnte der Brumm nicht auf die nachfolgende Röhre übertragen werden; denn der auf Hochfrequenz abgestimmte Schwingkreis überträgt ja die niedrige Frequenz nicht. Infolge der Krümmung der Kennlinie tritt aber eine Modulation der Hochfrequenz durch die Brummspannung auf und die modulierte Hochfrequenz wird verstärkt, nach der Demodulation bekommt man daher einen Brumm. Man darf höchstens eine Brumm-Modulation von $^1/_{100}$ Stärke des Sendermodulationsgrades zulassen. Ist also

der Sender 15% im Mittel moduliert, so sollte die Brummmodulation nicht über 0,15% der Trägeramplitude betragen.

Quermodulation. Bei Empfängern älteren Konstruktionsdatums kann man zuweilen eine merkwürdige Erscheinung beobachten. Man stimmt auf einen Sender ab, der gerade Pause haben möge. Dann hört man u. U. den dicht benachbarten Rundfunksender auf dieser Abstimmung durch. Man ist zunächst geneigt, das auf die mangelhafte Trennschärfe des Empfängers zurückzuführen. Da aber dieses „Übersprechen" sofort verschwindet, wenn beispielsweise der zu **empfangende** Fernsender abschaltet, muß eine andere Ursache vorliegen. Der Verdacht, daß die gekrümmte Kennlinie auch hier Schuld haben könnte, bestätigt sich: die Trägerwelle des gewünschten Senders wird durch die Modulation des Störsenders zu einem gewissen Grade mit moduliert.

Natürlich kann man dann, wenn erst einmal solche „Quermodulation" (auch Kreuzmodulation, englisch cross-talk genannt) aufgetreten ist, sie durch nachfolgende Mittel nicht mehr beseitigen. Die einzige Abhilfe ist, die Trennschärfe vor der ersten Röhre hinreichend groß und einen etwaigen starken Störsender durch einen Sperrkreis unschädlich zu machen. Man läßt im allgemeinen einen Quermodulationsgrad von 3% zu, d. h. wenn ein Störsender 100% moduliert ist, darf er auf den Träger des gewünschten Senders nicht mehr als 3% seiner Modulation aufmodulieren.

Gleitende Schirmgitterspannung

Da die unregelmäßige Krümmung der Regelkennlinie für das Auftreten der unerwünschten Erscheinungen verantwortlich gemacht wird, liegt es nahe, nach einer günstigeren Regelkennlinie zu suchen. Läßt man in Bild 124 den Widerstand R_2 weg, so ist die Schirmgitterspannung von der Größe des Schirm-

gitterstromes abhängig, und zwar wird sie bei kleiner werdendem Schirmgitterstrom (Herunterregeln der Röhre) höher, sie gleitet also gewissermaßen. In Bild 125 links sind schwach einige Kennlinien einer solchen Röhre (Type EF 11) für verschiedene hohe Schirmgitterspannungen eingezeichnet. Sie alle haben eine ziemlich ungleichmäßige Krümmung. Bestimmt man aber die Punkte dieser Kennlinien, die zu verschiedenen Steuergittervorspannungen gehören, und verbindet sie durch eine Kurve, so erkennt man, daß diese sehr gleichmäßig gekrümmt verläuft (in Bild 125 gestrichelt eingezeichnet). Man erhält auf diese Weise eine Verminderung der unerwünschten Effekte. Gleichzeitig kann man aus dem Bild 125 noch feststellen, daß bei einer solchen Röhre, die mit „gleitender Schirmgitterspannung" betrieben wird, der sich für den Arbeitspunkt einstellende Anodenstrom kleiner ist als bei einer Röhre mit fester Schirmgitterspannung, und aus Bild 125 rechts ergibt sich (Kurve II), daß hier die Steilheitsänderung viel gleichmäßiger erfolgt als bei fester Schirmgitterspannung (Kurve I).

Man könnte nun aus der gestrichelten Kurve von Bild 125 schließen, daß ja auch die Steilheit der Kennlinie kleiner geworden ist. Das trifft aber nicht zu, denn es handelt sich ja hier nur um eine Regelkennlinie, die für verhältnismäßig langsame Gitterspannungsänderungen gilt. Dagegen ist das Schirmgitter für eine schnelle Änderung der Gitterspannung, also eine Wechselspannung, wegen des zwischen Schirmgitter und Erde liegenden Kondensators praktisch als auf gleichbleibender Spannung liegend anzusehen, so daß also die Steilheit der schwach gezeichneten Kurven in Bild 125 links für die Arbeitsweise der Röhre als Verstärker einzusetzen ist. Man bekommt daher in der Tat bei geringem Anodenstrom und ausgezeichneten Eigenschaften hinsichtlich Unterdrückung der vorherbesprochenen Störmöglichkeiten noch eine größere Steilheit der Röhre mit gleitender Schirmgitterspannung (2,2mA/V bei 6 mA Anodenstrom im normalen Arbeitspunkt für EF 11 gegenüber 1,8 mA/V bei 8 mA für AF3). Wie sich das hin-

sichtlich des Röhrenrauschens günstig auswirkt, wird später noch besprochen. Das Prinzip der gleitenden Schirmgitterspannung ist in Deutschland bei den Stahlröhren, im Ausland bei der Röhre EF9 der „roten Serie" zuerst angewandt worden. Außer der EF 11 und einer rauscharmen Regelröhre (EF 13) existieren auch noch zwei Pentoden-Duodioden (EBF 11 und UBF 11) mit Stahlkolben, die z. B. im Zwischenfrequenzverstärker und nachfolgendem Diodengleichrichter (je eine Diode für Demodulation und Regelspannungserzeugung) benutzt werden. Die modernen Rimlock- und Novalröhren werden im Teil II behandelt.

Mischröhren für den Superhet

Hexoden und Oktoden

Bereits in einem früheren Abschnitt war über die Verwendung der Röhre zur Mischung von empfangener Hochfrequenzspannung und einer im Empfänger selbst erzeugten Hilfswechselspannung etwas anderer Frequenzen zum Zwecke der Umwandlung der Empfangsfrequenz in eine andere gesprochen worden (vgl. auch S. 94). Eine ähnliche Doppelsteuerung wie bei der Raumgitterröhre ist in einer Schaltung nach Bild 116 an den Gittern 1 und 3 möglich (es sei hier davon abgesehen, daß in manchen Geräten — insbesondere aus Amerika — auch das Schirmgitter teilweise an Stelle von Gitter 3 verwendet wird). Ja, man könnte sogar noch einen Schritt weiter gehen und die fallende Kennlinie für Gitter 2 (s. a. Bild 118c) für eine Numansschaltung anwenden (Bild 126), um auf diese Weise sowohl die Mischung (Empfangsfrequenz an Kreis I, erzeugte Zwischenfrequenz an Kreis III) als auch die Erzeugung der Hilfswechselspannung (durch Kreis III) mit der gleichen Röhre zu erreichen.

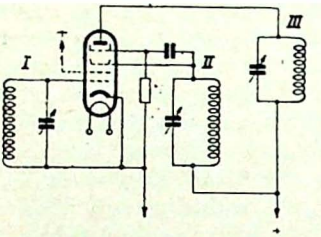


Bild 126

Misch=Hexode. In der Tat hat man auch solche Schaltungen angewandt, allerdings war man dazu gezwungen, zwischen Gitter 1 und Gitter 2 in der in Bild 126 punktiert gezeichneten Weise noch ein weiteres Schirmgitter einzufügen, um die Kapazität zwischen Gitter 1 und 2 zu vermindern (z. B. RENS 1224). Derartige Röhren mit 4 Gittern sind als „Misch=Hexoden" (Sechspol=Mischröhren) eine Zeitlang verwendet worden, jedoch wurde es als nachteilig empfunden, daß sie — neben anderen unerfreulichen Eigenschaften — keine Regelkennlinie am Gitter 1 hatten, so daß man sie nicht mit für die Schwundregelung heranziehen konnte (übrigens mit ein Anlaß für die Schaffung der stark regelnden Hexoden vom Typ der RENS 1234 — Nachfolgertype AH 1 — entspr. der Kennlinienschar von Bild 120).

Die Regelhexode als Mischröhre. Man ging daher zu anderen Typen über. Nach den Ausführungen über die grundsätzliche Wirkungsweise einer doppelt gesteuerten Röhre für die Mischstufe eines Superhets auf Seite 93 und den Erläuterungen zur Regelhexode erkennt man, daß man eine solche Röhre ja auch so betreiben kann, daß man nur ihrem Gitter 1 die empfangene Hochfrequenz und die Regelspannung zuführt und am Gitter 3 eine entsprechende Hochfrequenzspannung aus einer getrennten Schwingröhre (meist einer Triode) wir=

ken läßt, während die beiden Gitter 2 und 4 an einer festen bzw. gleitenden Schirmgitterspannung liegen (Bild 127).

Verbundröhren. Um eine besondere Röhre zu sparen, ist man dazu übergegangen, beide Röhrensysteme, also das für die Regelhexode und eine Triode, die die Hilfsschwingung erzeugen soll, in einen Kolben einzubauen. Dabei verbindet man gleich das Gitter der Triode mit dem Gitter 3 des Hexodenteils innerhalb der Röhre, auch für beide Systeme, die übereinander bzw. nebeneinander angeordnet sind, die gleiche Kathode verwendet (Bild 128). Solche Trioden-Hexoden (Dreipol-Sechspolröhren) sind z. B. die Typen ACH 1, BCH 1, ECH 11 und UCH 11, ECH 42, ECH 83 (letztere beiden auch für gleitende Schirmgitterspannung geeignet). Um eine gute Verstärkung zu erzielen, muß man dem Gitter 3 eine Mindestwechselspannung zuführen. Bei normalen Hexoden vom Typ der AH 1 soll die Oszillatorwechselspannung nicht unter 9 Volt eff betragen, evtl. kann man sogar etwas höhere Werte anwenden. Ähnliche Werte gelten für die Typen ACH1 und BCH 1, während bei der Type ECH 11 rund 7 Volt eff ausreichen. Diese Röhren mit Doppelsystem (sog. Verbundröhren) haben den Vorteil, daß man eine Röhre weniger benötigt.

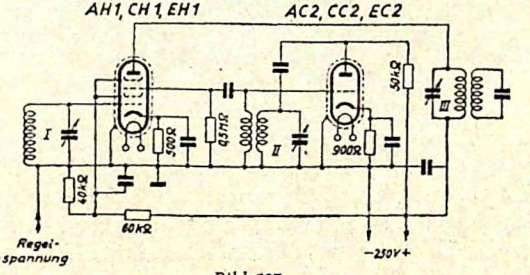
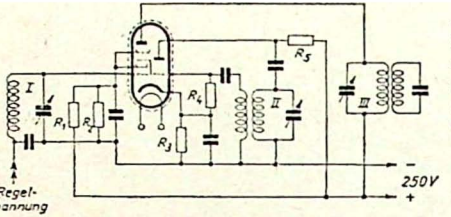


Bild 127



	ACH1	ECH11	UCH11
R_1	50kΩ	50kΩ	40kΩ
R_2	25kΩ	–	–
R_3	220Ω	400Ω	250Ω
R_4	20kΩ	50kΩ	50kΩ
R_5	30kΩ	30kΩ	30kΩ

Bild 128

Während die älteren Typen wegen ihres Aufbaues für Kurzwellenempfang wenig geeignet sind, hat man bei späteren Trioden-Hexoden die Kurzwelleneigenschaften verbessert (z. B. ECH 3 und ECH 11). Bei den Preßglasröhren der Mini-watt-Schlüsselröhren von Philips (E- und U-21er Reihe) wurde dies durch weitere Verkürzung der Zuleitungen erreicht. Besondere KW- und UKW-Mischröhren siehe Teil II. (L.-B. Nr. 2027).

Oktode und Pentagridconverter. Die Möglichkeiten, durch Einbau mehrerer Gitter in eine Röhre ihr die verschiedensten Anwendungsgebiete zu erschließen, gehen aber noch weiter. Um nochmals auf die Doppelgitterröhre (Raumgitterröhre) zurückzukommen: diese Röhren wurden in den ersten in Deutschland fabrizierten Superhets in einer Schaltung nach Bild 129a angewandt. Der Empfangskreis I liegt in dieser Schaltung also am Steuergitter, der Oszillatorkreis II am Raumladegitter und die Oszillator-Rückkopplungsspule sowie der Zwischenfrequenzkreis (III) im Anodenkreis der Röhre. Neben den auf S. 93 schon erwähnten Nachteilen einer solchen Superhet-Eingangsschaltung ergibt sich noch eine gewisse Schwierigkeit, die Röhre stets einwandfrei zum Schwingen zu bringen. Man könnte dadurch, daß man eine Hilfsanode für den Oszillator (a_1 in Bild 129b) einführt, eine Verbesserung der Wirkung bekommen. Um nun die Rückwirkung zwischen den beiden Gittern g_1 und g_2 bzw. zwischen der

Hilfsanode a_1 und dem zweiten Gitter, g_2, herabzusetzen, müßte man bei x ein Schirmgitter einführen und, um andererseits die Rückwirkung der Anode (a_2) auf das Steuergitter g_2 aufzuheben, wäre auch bei y noch ein Schirmgitter notwendig, dazu käme evtl. noch ein Bremsgitter. Baut man alle diese Elektroden konzentrisch um eine Kathode herum auf, so bekommt man eine Röhre nach Bild 129c, bei der das der Kathode zunächst liegende Gitter (g_1) mit dem folgenden (g_2) zusammen die Oszillatorfrequenz erzeugt (Kreis II). Dann folgt ein Schirmgitter (g_3), das eigentliche Steuergitter (g_4), ein weiteres Schirmgitter (g_5), das Bremsgitter (g_6) und schließlich die Anode (a). Außer dem Heizfaden (f) hat eine solche Röhre acht Elektroden, sie heißt daher „Oktode" bzw. „Achtpolröhre" (wegen ihrer Verwendung zur Mischung im Superhet auch Achtpol-Mischröhre). Derartige Röhren haben am Gitter 4 eine Regelkennlinie, so daß sie also ebenfalls für die Schwundregelung mitbenutzt werden können. In Amerika sind ähnliche Typen, jedoch ohne Bremsgitter (g_6) üblich, sie heißen wegen der fünf Gitter und ihrer Verwendung zur Mischung (Frequenzwandlung, Conversion) „Pentagrid-Converter", haben aber ungünstigere Eigenschaften als Oktoden.

Bei Oktoden und Hexoden bzw. Trioden-Hexoden hängt die Verstärkung von der Oszillatorwechselspannung ab und man muß bei Hexoden und Trioden-Hexoden einen Mindestwert

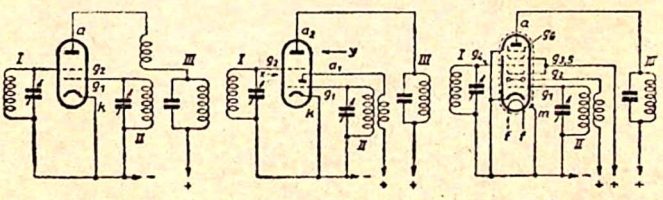


Bild 129

einhalten (s. oben), während es beim Pentagrid=Converter wie bei der Oktode eine günstigste Oszillatorwechselspannung gibt, bei der die Röhre die größte „Mischverstärkung" abgibt.

Mischverstärkung. Hierunter versteht man die mit einer Mischröhre erzielte Wirkung. Sie wird ausgedrückt durch das Verhältnis der im Anodenkreis erhaltenen Zwischenfrequenz=spannung zu der dem Steuergitter zugeführten Spannung der Empfangsfrequenz.

Mischsteilheit

Die Mischverstärkung hängt außer von der Größe des Außenwiderstandes (Resonanzwiderstand des Zwischenfre=quenzkreises) von der sogenannten Mischsteilheit (auch Conversionssteilheit genannt) ab. Der Außenwiderstand ist abhängig von der Güte des Zwischenfrequenzkreises, kann also verschiedene Werte aufweisen. Dagegen ist die Misch=steilheit von den Daten und dem Aufbau der Mischröhre abhängig. Sie wird daher für alle Mischröhren und zwar in mA/V oder μA/V angegeben.

Die Mischsteilheit stellt das Verhältnis des Zwischenfrequenz=Anodenwechselstromes zur hochfrequenten Steuergitterwech=

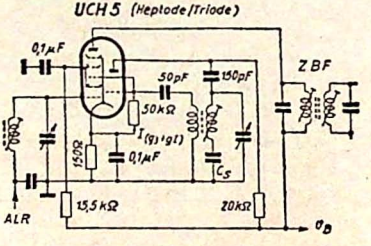


Bild 130

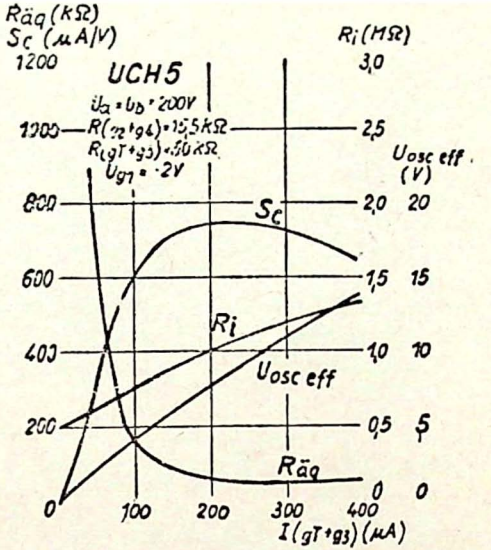


Bild 131

selspannung dar. Die für die ECH 11 angegebene Mischsteilheit S_c von 650 μA/V besagt also, daß mit einer dem Steuergitter zugeführten Hochfrequenzspannung von 1 V ein Zwischenfrequenzanodenstrom von 650 μA erreicht wird. Dies setzt allerdings voraus, daß auch das Oszillatorsystem dieser Röhre die hierzu erforderliche Oszillatorwechselspannung erzeugt. Von dem Effektivwert dieser Wechselspannung $U_{osc\,eff}$ ist wiederum abhängig der Gitterstrom des Oszillatorsystems. Dieser läßt sich sehr einfach durch ein in Serie mit dem Gitterkreisableitwiderstand des Oszillators geschaltetes Milliamperemeter (Meßbereich 1 mA) messen. Für neue Mischröhren werden daher von den Röhrenherstellern Kurvenblätter herausgegeben, auf denen in Abhängigkeit vom Git-

terstrom des Oszillatorsystems Mischsteilheit S_c, innerer Widerstand R_i, effektive Oszillatorwechselspannung U_{osc}eff und äquivalenter Rauschwiderstand Räq (s. S. 149) angegeben sind. Bild 130 zeigt die Schaltung einer neueren Mischröhre (der Heptode=Triode UCH 5), und in Bild 131 ist ein solches eben erwähntes Kurvenblatt gezeichnet. Wir ersehen daraus, daß die UCH 5 bei einem Gitterstrom I (gT + g3) von 200 bis 250 μA eine effektive Oszillatorspannung U_{osc},eff von 7,5 bis 9,5 V eff liefert, einen inneren Widerstand von ca. 1 bis 1,1 MΩ besitzt und eine Mischsteilheit S_c von 750 μA/V aufweist, während der äquivalente Rauschwiderstand Räq nur etwa 50 kΩ beträgt. Bei den modernen Novalröhren konnte der Rauschwiderstand Räq noch bedeutend verbessert werden. (s. Teil II).

Unerfreuliche Eigenschaften

Zählt man so der Reihe nach auf, was man alles mit einer Röhre anstellen kann und wieviele Funktionen sie zu verrichten imstande ist — was bisher besprochen wurde, ist ja nur ein Ausschnitt aus ihrem riesigen Arbeitsgebiet — so kommt man leicht in die Versuchung, die Röhren in ihrer Gesamtheit als Ausbund des Vollkommenen anzusehen. Leider muß man aber manchmal Erscheinungen feststellen, die nichts weniger als erfreulich sind. Die bei gekrümmten Kennlinien bereits erwähnten Fragen (s. a. S. 137) gehören mit hierher, jedoch soll nunmehr die Rede von anderen, teilweise noch weniger erwünschten Fehlern der Röhren sein.

Die Raumladungskapazität. Bei jeder Röhre lagert vor der Kathode eine „Elektronenwolke", die sog. Raumladung. Die Gitter=Kathodenkapazität bezieht natürlich diese Raumladung mit ein, und wenn sich die Raumladung ändert, muß sich notwendigerweise auch die Gitter=Kathodenkapazität ändern

Bei einer Regelröhre wird im Verlaufe des Regelns die Raumladung und damit auch die Eingangs-Kapazität geändert. Da aber am ersten Gitter ein Abstimmkreis aus Kapazität und Selbstinduktion liegt, wird durch das Regeln auch die Abstimmung des Kreises verändert. Diese Abstimmungsverschiebung wird natürlich um so größer, je größer die Frequenz und je kleiner die am Drehkondensator eingestellte Kapazität ist. Bei den Stahlröhren und modernen Röhren konnten infolge der geringeren Heizleistung die Gitter-Kathodenabstände verkleinert und dadurch die Änderung der Raumladungskapazität beim Regeln stark eingeschränkt werden. Bei Kurzwellen-Superhets wird auf die Regelung der Mischröhre aus diesem Grunde verzichtet.
(Siehe L.-B. Nr. 2027 „Elektronenröhren, Teil II").

Frequenzverwerfung. In einer Mischröhre, in der außer der Raumladung an der Kathode noch eine zweite, die virtuelle Kathode, vorhanden ist, wird auch eine Änderung dieser zweiten Raumladung infolge des Regelvorganges sich auswirken, und in der Tat beobachtet man auch bei allen Regelröhren — bei älteren Typen (besonders den Oktoden) stärker als bei den modernsten — diese sog. „Frequenzverwerfung" der Oszillatorfrequenz im Verlaufe der Regelung, die natürlich auch wieder auf Kurzwellen am stärksten bemerkbar wird. Man begegnet der Frequenzverwerfung außer durch besondere Kunstschaltung vor allen Dingen dadurch, daß man der Mischröhre nicht die gesamte verfügbare Regelspannung zuführt, sondern nur einen gewissen Teil (gewöhnlich 1/3 bis 1/2) oder sie bei Verwendung einer Vorröhre überhaupt nicht mitregelt.

Röhrenrauschen. Infolge der Tatsache, daß ja der Strom durch eine Röhre von Elektronen gebildet wird, die ihrerseits wieder allerkleinste Materieteilchen darstellen, und weil sich der Vorgang der Elektronenbewegung von der Kathode zur Anode nie vollständig gleichmäßig vollzieht, ergeben sich ge-

wisse kleine Stromschwankungen, die sich als Rauschen im Empfänger bemerkbar machen. Dieses Rauschen wird um so größer, je größer die Verstärkung des ganzen Empfängers ist, und schließlich ist der immer weiteren Heraufsetzung der Empfindlichkeit durch Vergrößerung der Verstärkung wegen des Rauschens eine Grenze gesetzt. Ausschlaggebend ist für das im Lautsprecher zu hörende Rauschen bei gegebener Gesamtverstärkung das in der ersten Röhre erzeugte Rauschen. Nun rauschen an sich Trioden am wenigsten, sie kommen deshalb für die Anfangsstufen eines Vielröhrenempfängers modernster Ausführung in Betracht. Eine Pentode rauscht stärker als eine Triode, was nach der obigen Erklärung für die Ursache des Rauschens einleuchtet, weil bei ihr ja eine Stromverteilung zwischen Anode und Schirmgitter auftritt. Erfahrungsgemäß kann man bei der Pentode das Rauschen gering halten, wenn man die Stromverteilung günstig macht, d. h. den Schirmgitterstrom sehr klein im Verhältnis zum Anodenstrom hält. Daß das durch Aufstellung des Schirmgitters im „Schatten" des Steuergitters geschehen kann, wurde an anderer Stelle bereits angedeutet. Auf die konstruktiven Schwierigkeiten, die sich dieser Forderung entgegenstellten, und ihre Umgehung sei hier nicht näher eingegangen. Außerdem ist einleuchtend, daß bei einer Röhre gegebener Steilheit mit Verkleinerung des Anodenstromes ebenfalls das Rauschen schwächer werden muß. Wie man da vorgeht, ist bei den Ausführungen über die gleitende Schirmgitterspannung bereits besprochen worden. In der Tat rauscht die EF 11 um rund 20% weniger als die AF3 (vergl. hierzu auch Bild 122 und den dazugehörigen Text). Es werden neuerdings auch Regelröhren mit besonders geringem Rauschen gebaut, z. B. die Stahlröhre EF 13 und die „rote" EF 8, bei der ein Hilfsgitter zwischen Steuergitter und Schirmgitter den das erstere durchfliegenden Elektronen eine solche Richtung gibt, daß sie an den Schirmgitterdrähten größtenteils vorbeifliegen und so der Schirmgitterstrom klein gehalten wird. (EF 42, EF 80, EF 85).

Bei Mischröhren ist die wirksame Steilheit, die Mischsteilheit, viel kleiner als bei Pentoden und der Schirmgitterstrom im Verhältnis zum Anodenstrom sehr hoch, man hat also hier ein wesentlich stärkeres Rauschen zu erwarten. In der Tat muß man damit rechnen, daß Mischröhren bis zu 20mal stärker als Pentoden rauschen.

Die Ursachen des Röhrenrauschens kann man wie folgt zusammenfassen:

a) Schrotteffekt (Schwankungen der Stärke und Austrittsgeschwindigkeit der Elektronen aus der Kathode),
b) Funkeneffekt (Schwankungen der Emission der Kathode d. h. der von der Kathode abgegebenen Elektronenmenge durch Änderung, Um- und Neubildung der wirksamen Schicht),
c) Stromverteilungsrauschen (Schwankungen der Stromverteilung in Mehrgitterröhren),
d) Ionenrauschen (Schwankungen des im Entladungsweg einer Röhre entstehenden Ionenstroms),
e) Isolationsrauschen (Schwankungen des Isolationswiderstandes der Elektroden).

Da sowohl das Röhrenrauschen als auch das Widerstandsrauschen auf eine ungleichmäßige Elektronenbewegung zuzurückzuführen ist und miteinander verglichen werden kann, hat man den Begriff des „äquivalenten Rauschwiderstandes" eingeführt, um die Röhren in bezug auf das Rauschen vergleichsweie beurteilen zu können (s. auch Bild 131 auf Seite 147 nebst dem zugehörigen Text).

Bei der Konstruktion von Empfängern ist auf das Rauschen Rücksicht zu nehmen, denn wenn die Wechselspannung, die dem Rauschen der ersten Röhre — umgerechnet auf deren Gitter — entspricht, beispielsweise 10 Mikrovol beträgt, kann man Sender, die an das Gitter dieser Röhre über die Antenne und die Antennenkopplung nur 10μ Volt oder weniger liefern, nicht mehr empfangen, man wird vielmehr erst bei 30

bis 50 μ Volt Gitterwechselspannung einen noch brauchbaren Empfang bekommen und bei starkem Schwund „verschwindet" u. U. der Sender im „Rauschpegel". Will man sich mit einer solchen Empfindlichkeit zufrieden geben — und man kann das bei Rundfunkempfängern, die für den Mittel- und Langwellenempfang bestimmt sind, tun —, so ist die Verwendung der Mischröhre mit ihrem erheblichen Rauschpegel an der ersten Stelle des Empfängers noch zulässig, wenn auch eine Vorröhre vor der Mischröhre erheblich zur Herabsetzung des Rauschens beiträgt. Für den Kurzwellenbereich hingegen, wo man auch aus anderen Gründen gern Vorstufen benutzt, muß man eine erhebliche Vorverstärkung anwenden, wenn man einen durch das Eigenrauschen des Geräts nicht gestörten Empfang haben und sehr schwache, weit entfernte Sender aufnehmen will. Eine Vorstufe reicht in den meisten Fällen aus, zumal wenn sie rauscharm ist, selten sind zwei Vorstufen erwünscht. Die Amerikaner verwenden jedoch in ihren Spitzengeräten durchweg zwei Vorstufen.

Man muß aber auch beim Entwurf der Schaltung für den Schwundausgleich dem Rauschen Rechnung tragen, was manchmal leider übersehen wird. Bei einem Superhet mit Vorröhre, Mischröhre, Zwischenfrequenzröhre, Diodengleichrichtung und nachfolgender Niederfrequenzverstärkung ist zu beachten, daß man bei Verminderung der Verstärkung zuerst die der Zwischenfrequenzröhre herabsetzen kann, daß man aber die Vorröhre erst oberhalb einer bestimmten Eingangsspannung herunterregeln darf, damit ihre Verstärkung immer noch ausreicht, um über den großen Rauschpegel der Mischröhre hinweg zu kommen. Außerdem darf aus oben schon erwähnten Gründen die Mischröhre nicht voll geregelt werden.

Manchmal sind Elektronen zu langsam. Die aus der Kathode ausgetretenen Elektronen erreichen mit hoher Geschwindigkeit das Gitter, und wenn man an dieses eine Wechselspannung legt, so folgen sie dieser sofort. Nun wäre an sich doch

vorstellbar, daß sich die Gitterwechselspannung so schnell ändert, daß die Elektronen gar nicht mehr so schnell nachkommen können, und daß beispielsweise in der positiven Halbwelle der Gitterspannung eine ganze Anzahl von Elektronen — angelockt durch das jetzt nur wenig negative Gitter zur Anode zu fliegen — sich auf den Weg machen. Ehe sie jedoch ans Steuergitter gelangen, ist dort die positive Halbwelle schon vorbei und die Spannung wird wieder negativer. Diese Erscheinung gibt es tatsächlich und dann, wenn bei einem bestimmten Abstand des Steuergitters von der Kathode eine bestimmte Frequenz erreicht wird, kann es vorkommen, daß die Elektronen gerade erst vor dem Gitter angekommen sind, wenn die Gitterwechselspannung bereits wieder ihren negativen Höchstwert erreicht hat. Dann kann die Röhre überhaupt nicht mehr arbeiten. Mit kleinerem Gitterabstand verschiebt man diese Grenze nach den höheren Frequenzen zu, denn natürlich brauchen da die Elektronen weniger Zeit bis zum Gitter. Nun ist bei niedrigen Frequenzen praktisch kein „Nachhinken" der Elektronen hinter der Gitterspannung zu bemerken, es nimmt aber mit steigender Frequenz zu. Das „Nachhinken" wirkt sich so aus, als ob dem Gitterkreis Energie entzogen wird, also so, als wenn dem Kreis ein ohmscher Widerstand parallel geschaltet ist. Man nennt diesen Widerstand den „Eingangswiderstand" der Röhre bei hohen Frequenzen und spricht von dem „Laufzeiteinfluß", weil der geschilderte Effekt ja von der Laufzeit der Elektronen zwischen Kathode und Gitter abhängt. Um ihn möglichst klein zu halten, was im Interesse einer guten Verstärkung bei hohen Frequenzen (kurzen Wellen) und einer ausreichenden Trennschärfe notwendig ist, wendet man außerordentlich geringe Gitter-Kathodenabstände an, so z. B. bei Rimlockröhren und Novalröhren, deren Eingangswiderstände gegenüber den Röhren der „A"-Serie erheblich höher liegen. Der Einfluß des Laufzeiteneffektes auf den Gitter-Abstimmkreis läßt sich außerdem noch dadurch vermindern, daß man die Röhre an

eine Anzapfung der Abstimmspule anschließt und dadurch den Eingangswiderstand der Röhre heraufTransformiert. Man spricht wohl auch hier von „Anpassung", die erreicht ist, wenn der heraufTransformierte Widerstand gleich dem Resonanzwiderstand des Kreises ist.

Lange Leitungen können schädlich sein. Eine Selbstinduktionsspule besteht aus aufgewickeltem Draht. Aber auch wenn man den Draht abwickelt, bleibt noch eine gewisse Selbstinduktion übrig. Eine Selbstinduktion aber bietet Wechselströmen einen um so größeren Widerstand, je größer sie ist, und je größer die Frequenz wird. Die Selbstinduktion eines langen Drahtes ist größer als die eines kurzen, das liegt auf der Hand. Nun sind in der Röhre gewöhnlich die Anschlüsse von dem Steckerstift, bzw. dem Kontakt am Sockel zu den einzelnen Elektroden mehr oder weniger lange Drähte, die durch den zusammengequetschten Glasfluß hindurchgeführt sind. Bei einer Schirmgitterröhre oder Hochfrequenzpentode ist für die einwandfreie Funktion Voraussetzung, daß ihr Schirmgitter durch einen Kondensator hinreichend großer Kapazität, also von verschwindend kleinem Wechselstromwiderstand für die zu verarbeitende Frequenz, geerdet ist und keinerlei Hochfrequenzspannung annehmen kann, denn dann würde ja infolge des großen Durchgriffs des Schirmgitters durch das Steuergitter eine „Schirmgitterrückwirkung" auftreten, die die Verstärkung vermindert, abgesehen davon, daß bei nicht einwandfrei auf Erdpotential liegendem Schirmgitter auch seine Abschirmwirkung (Verminderung von C_{ga}) nicht vollständig sein könnte. Der Anschlußpunkt für einen Überbrückungskondensator ist aber der Kontakt an der Fassung, in der die Röhre sitzt. Von dort bis zum Schirmgitter der Röhre selbst führt ein Draht und dessen Selbstinduktion, bzw. deren Wechselstromwiderstand für sehr hohe Frequenzen, verursacht, daß das Schirmgitter mehr oder weniger große Wechselspannungen aufnimmt; auch die räumliche

Länge des Schirmgitters trägt zu diesem Effekt bei. Um also sehr hohe Frequenzen noch gut verstärken zu können, muß man die Zuleitungen in der Röhre sehr gering halten. Bei den deutschen Stahlröhren ist man daher von dem früher üblichen stehenden Aufbau des Röhrensystems abgegangen und hat es liegend angeordnet, sowie die Leitungen auf ein Mindestmaß verkürzt, so daß diese Röhren, wie neuere Untersuchungen ergeben haben, sogar noch auf Ultrakurzwellen (UKW), also bis zu Frequenzen über 100 MHz (Wellenlänge um 3 m) verstärken. Hierzu kommen die Rimlockröhren, die Picoröhren und die Novalröhren, Röhrenserien der modernsten Preßglastechnik mit Spezialtypen für Ultrakurzwellen und Fernsehen.

Bei den Stahlröhren ist man von der bei den normalen Glasröhren allgemein üblichen Konstruktionsweise mit einem Glasquetschfuß abgegangen und hat statt dessen die von den amerikanischen Metallröhren übernommene Methode verwendet, durch die stählerne Bodenplatte der Röhre mittels einzelner Glasperlen die auf einem Kreis angeordneten Durchführungen herauszubringen. Das hat neben einer dadurch erreichten Verkleinerung der Kapazitäten noch den Vorteil, daß man so die Verluste im Glasquetschfluß bei hohen Frequenzen umgeht. Auch bei den Röhren in Preßglastechnik ist man vom normalen Glasquetschfuß abgekommen und verwendet auf einer kreisrunden Glasplatte angeordnete Durchführungen mit kurzen, dünnen, aber doch starren Drahtstiften.

Die Bilder 141 bis 153 zeigen verschiedene moderne Systeme.

Wenn das Gitter zu heiß wird. Ist der Abstand zwischen Gitter 1 und Kathode sehr klein, so kann es vorkommen, daß das Gitter sehr stark erhitzt wird. Dann fängt das Gitter selbst an, Elektronen zu emittieren (sog. „termische Gitteremission"), wenn während der Fabrikation Oxydteilchen, die

eigentlich nur auf die Kathode gehören, auch auf das Gitter gelangen. Da aber ein Gitterstrom aus den verschiedensten Gründen vermieden werden muß (er dämpft Abstimmkreise und verschiebt bei Widerstandkopplung den Arbeitspunkt), sucht man den Effekt u. a. durch Anbringen von Kühlflügeln an den Gitterstegen zu bekämpfen. Je geringer die Leistung ist, die die Kathode aus der Heizstromquelle aufnimmt, desto weniger Leistung kann sie natürlich auch aufs Gitter weiterstrahlen und dieses heizen. Auch aus diesem Grunde ist daher eine niedrige Heizleistung erwünscht.

Bei der „roten Serie" von Philips ist man auf 1,26 Watt Heizleistung herabgegangen, und auch bei den Stahlröhren der „E"-Serie von Telefunken entschloß man sich zur Verwendung dieser 1,26-Watt-Kathode. Lediglich die Stahlröhren der „U"-Serie (für Allstromempfänger, UCH 11 und UBF 11) erforderten eine etwas größere Heizleistung von 2 Watt (20 V Heizspannung bei 100 mA), um diese Röhren auch bei niedriger Netzspannung noch praktisch gleich leistungsfähig zu machen wie die der „E"-Serie. Gegenüber den 2,6 Watt der „C"-Serie (13 V; 200 mA) ergibt sich immer noch eine geringere Heizleistung wegen des um 50% gesenkten Heizstromes. Auch die neuen Röhrenserien mit Preßglassockeln (Rimlock-, Pico- und Novalröhren) weisen die gleichen Kathoden wie die E- und U-Serie auf.

Kann man Elektronen sehen?

Die Frage mag manchem sonderbar erscheinen, doch werden andere sich sicher schon gefragt haben, ob man denn ein Elektron einmal zu sehen bekommen würde. Nun, die Aussichten hierfür müssen als sehr gering bezeichnet werden; nach dem heutigen Stande der Physik wird es wohl nie einem Menschen vergönnt sein. Dafür aber kann man u. U. sehen, wenn auf einen Körper Elektronen „geschossen" werden.

Braunsche Röhre. Stellt man in einem luftleer gepumpten Glasgefäß einer Kathode eine Metallplatte mit einer Öffnung als Anode gegenüber, so wird ein Teil der Elektronen, die zur Anode fliegen, bei hinreichend hoher Anodenspannung durch die Öffnung weiter bis zur Glaswand gelangen. Ist auf diese innen in der Röhre eine dünne Schicht eines Materials aufgestrichen, die aufleuchtet, wenn sie von Elektronen getroffen wird, so kann man das Auftreffen des Elektronenstrahls als leuchtenden Punkt sehen. Bringt man einen Magneten in die Nähe, so wird der Elektronenstrahl weggebogen und der Leuchtpunkt wandert auf den „Leuchtschirm". Auch dann, wenn man zwei Metallplatten in der Röhre beiderseits des Strahles anbringt und an diese eine Spannung legt, wird der Strahl „ausgelenkt" und der Leuchtpunkt verschiebt sich. Solche Röhren bezeichnet man als „Elektronenstrahlröhren" oder nach ihrem Erfinder als „Braunsche Röhren". Da sie auch — wegen der Eigenschaft der Elektronen, schnellen Wechselspannungen zu folgen — dazu verwendet werden, um Schwingungen (Oszillationen) auf dem Leuchtschirm aufzuzeichnen, spricht man wohl auch von „Elektronenstrahl- bzw. Kathodenstrahloszillographen". Daß derartige — wenn auch erheblich verfeinerte — Röhren für das Fernsehen ebenfalls verwandt werden, ist ja bekannt.

Das magische Auge. Nun braucht man ja die leuchtende Masse nicht gerade auf die Glaswand aufzustreichen. Nimmt man eine Röhre nach dem Schema von Bild 132a, die außer der indirekt geheizten Kathode K noch eine mit Leuchtmasse bestrichene Anode (Schirm Sch) hat, so leuchtet die ganze Anodenfläche im Betriebe. Man bildet z. B. den Schirm becherförmig aus, wie das in Bild 132b skizziert ist und steckt durch eine Öffnung in der Mitte die Kathode. Die Innenseite des „Bechers" trägt eine dünne Schicht Leuchtmasse, von oben gesehen ergibt sich also eine gleichmäßige leuchtende Kreisfläche mit einem kreisförmigen, dunklen Ausschnitt in der

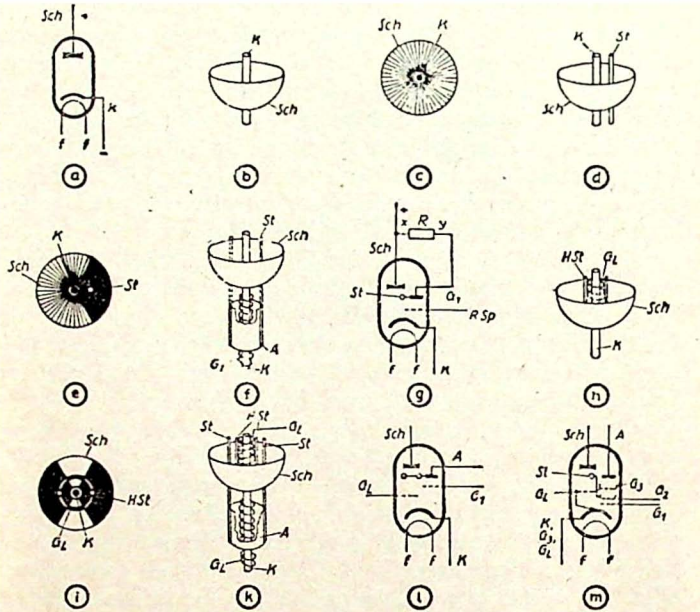


Bild 132

Mitte (Bild c). Bringt man nun entsprechend Bild d seitlich der Kathode einen dünnen Metallstift (Steg St) an und legt ihn an eine niedrigere Spannung als den Leuchtschirm oder verbindet ihn mit der Kathode, so wirft dieser Stab einen Schatten auf den Leuchtschirm, denn die Elektroden meiden ihn, weil ja auf ihm ein mehr oder weniger großer Elektronenüberschuß herrscht (Bild e). Verlängert man die Kathode schließlich unterhalb des Leuchtschirms und umgibt sie mit dem System einer Triode (Gitter G_1 und Anode A), verlängert man ferner den einen Haltesteg der Anode (St) bis ins Leuchtsystem hinein (Bild f), so wird in einer Schal-

tung nach Bild g durch Anlegen verschiedener Gleichspannungen (RSp) ans Gitter G_1 die Breite des Schattensektors (Bild e) beeinflußt. Bei einer bestimmten Größe der Regelspannung Rsp fließt durch die Triode und damit durch den Widerstand R ein bestimmter Strom und der Punkt y wird eine weniger positive Spannung haben als Punkt x. Macht man die Spannung Rsp negativer, so wird der Anodenstrom der Triode kleiner und die Spannung an y wird näher an die von x heranrücken. Dann aber, wenn die Spannung an dem Steg positiver wird, ist der von ihm geworfene Schatten schmaler, der leuchtende Teil wird also größer. Betrachtet man die Sache von oben, während man die Spannung Rsp ändert, so sieht es fast wie ein zwinkerndes Auge aus und man nennt solche Röhren wegen ihres magischen Leuchtens daher „magisches Auge". Nach diesem Konstruktionsprinzip ist z. B. die amerikanische Röhre E65 aufgebaut.

Schaltet man das Gitter G_1 in einem Empfänger an den Punkt an, von dem die Regelspannung für die Schwundregelung abgenommen wird, so ist während des Abstimmens auf einen Sender zu beobachten, daß bei richtiger Abstimmung der leuchtende Teil am breitesten, der Schattensektor also am schmalsten wird. Der Vorteil einer solchen „Abstimmröhre" gegenüber Meßinstrumenten für die Abstimmanzeige liegt darin, daß ihr „Zeiger", nämlich die Elektronen, jeder Beeinflussung schnellstens folgen kann, was bei Meßinstrumenten nicht der Fall ist. Da es bei Empfängern mit Schwundausgleich wichtig ist, einen Abstimmanzeiger zur richtigen Abstimmung auf die Trägerfrequenz zu verwenden, wenn man einwandfreie Wiedergabe erhalten will, hat sich das „magische Auge" schnell große Beliebtheit erobert.

Eine weitere Möglichkeit, die Breite des Schattensektors zu steuern, bietet ein Gitter, das die Kathode am oberen, innerhalb des Leuchtschirmes sitzenden Enden umgibt (Bild h). Ein Vorteil eines solchen Gitters ist noch, daß nicht so viele Elektronen zum Leuchtschirm gelangen und dieser daher nicht

so stark belastet wird. Hat dieses sog. „Anzeigegitter" G_L, zwei Haltestege (Hst), so wird nicht nur ein Schattensektor auftreten, sondern deren zwei, man hat also auch zwei Leuchtsektoren, deren Breite man nun wieder durch die Vorspannung an diesem Gitter beeinflussen kann, und zwar kommt man dann mit relativ geringen Spannungsänderungen aus. Das Bild von oben ähnelt dann also Bild 132i.

Kombiniert man beide Möglichkeiten, so kommt man zu einer Anzeigeröhre nach Bild k, deren Bezeichnung mit denen der bisherigen Bilder übereinstimmen. Ihr Schema zeigt Bild l. Die Stege der Anode A stehen dabei genau hinter denen des Anzeigegitters G_L. Benutzt man das Anzeigegitter einer solchen Röhre allein für die Regelung der Leuchtsektoren, so kann man auch das „untere" Triodensystem mit als getrennten Verstärker verwenden, die Röhre also doppelt einsetzen. In mittleren Empfangsgeräten macht man von dieser Möglichkeit viel Gebrauch. Bei der nach dieser Art gebauten deutschen Anzeigeröhre AM2 bzw. C/EM2 erzielt man die größte Regelung, wenn man die Anzeigegitterspannung zwischen + 3 und etwa − 5 Volt ändert. Man muß also die Schaltung dementsprechend auswählen.

Etwas anders aufgebaut ist die auch als „Abstimmkreuz" bezeichnete Röhre EM 1 der „roten Serie". Bei ihr wird durch entsprechende Anordnung der Stege der Leuchtteil in vier Sektoren unterteilt. Der Vorteil dieser Röhre ist, daß sie im Gegensatz zur AM 2 stets scharfe Ränder der Leuchtfigur zeigt; bei ihr fehlt das Anzeigegitter, und sie ist daher nur als Abstimmungsanzeiger, nicht aber als Verstärker verwendbar.

Da sich ein sehr wirksamer Schwundausgleich besonders dadurch erreichen läßt, daß man auch in der ersten Niederfrequenzstufe noch eine Regelröhre anwendet und diese mit regelt, wobei die Verstärkung relativ groß sein muß, wenn man Gegenkopplung anwenden will, hat man eine Regel-

röhre mit einem Anzeigesystem kombiniert. Diese, die Type EFM 11, weist insofern noch eine Besonderheit gegenüber normalen Regelröhren auf, als bei ihr ebenfalls gleitende Schirmgitterspannung angewandt wird, um die Verzerrungen innerhalb des Regelbereiches zwischen $-1{,}5$ und -20 Volt Steuergittervorspannung klein und konstant zu halten. Dabei ist es so eingerichtet, daß die Schirmgitterspannung so stark hochläuft, daß der Anodenstrom der Röhre praktisch konstant bleibt. Vergleicht man hierzu Bild 125 links, so kann man feststellen, daß z. B. für einen Anodenstrom von 3 mA die Arbeitssteilheit bei einer Schirmgitterspannung von 75 Volt viel höher ist als bei 225 Volt. Selbst bei gleichbleibendem Anodenstrom läßt sich also die Verstärkungsregelung durch Änderung der Vorspannung für Gitter 1 regeln, wenn man die Schirmgitterspannung entsprechend hochgleiten läßt. Die Verstärkung ändert sich bei der EFM 11 innerhalb des oben genannten Gitterspannungsbereichs im Verhältnis von etwa 6:1.

Da die Schirmgitterspannung sich während des Regelvorgangs über einen erheblichen Bereich ändert, kann man dadurch, daß man einen oder zwei seiner Haltestege in das Leuchtsystem hineinragen läßt, die Leuchterscheinung steuern. Das Anzeigegitter dient dann also nur noch zur Begrenzung des Leuchtschirmstromes und wird ebenso wie das Bremsgitter des Pentodensystems mit der Kathode verbunden; die Stege der Anode haben dann natürlich im Anzeigesystem nichts mehr zu suchen (Bild 132m).

Während die AM2 (C/EM2) bei kleinen Regelspannungen – entsprechend schwachen Sendern – scharfe Ränder der Leuchtfigur zeigt und die EFM 11 einen stark eingeschränkten Regelbereich hat, also auch nicht sonderlich zur Anzeige sowohl schwacher wie starker Sender geeignet erscheint, ermöglicht eine später entwickelte Anzeigeröhre, die EM 11, eine Anzeige für beide Fälle. Die EM 11 ist ausschließlich für die Anzeige bestimmt (Bild 133) und hat neben einer durch-

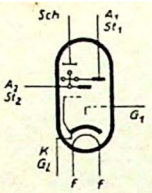


Bild 133

Bild 134

gehenden Kathode und dem Leuchtschirm sowie dem dazugehörigen Gitter, das mit der Kathode verbunden ist, zwei Triodensysteme, deren verlängerte Anodenstege (St_1 und St_2) in das Leuchtsystem hineinragen. Sie stehen paarweise im rechten Winkel zueinander. Das Gitter ist beiden Trioden gemeinsam, ihre Durchgriffe sind so gewählt, daß das eine Leuchtsektorenpaar bereits mit einer geringen Regelspannung voll ausgesteuert werden kann, während das andere eine erheblich höhere Regelspannung braucht, so daß also (Bild 134) bei schwächeren Sendern sich zuerst die eine Hälfte, bei stärkeren Sendern dann auch die andere Hälfte der Gesamtleuchtfläche vergrößert, bis beim Ortssender schließlich praktisch die gesamte Fläche ausgeleuchtet ist.

Magische Fächer. Bei allen bisher aufgeführten Abstimmanzeigeröhren werden Schattenwinkel von höchstens 90° erreicht, weil die Kathode in der Mitte des Leuchtschirmes angeordnet ist.

Man hat nun die gesamte Strahlenerzeugungs- und Ablenksysteme so nahe wie möglich an die Glaswand versetzt und durch entsprechende konstruktive Verbesserungen erreicht, daß ein scharf abgegrenzter Schattenwinkel von 120° entsteht. Da sich dieser Schattenwinkel infolge der asymmetrischen Anordnung des Strahlenerzeugungssystems fächerförmig ausbreitet, hat diese Abstimmanzeigeröhre den Namen „Magischer Fächer" erhalten. Sie wird von der C.-Lorenz-AG. in

nung EM 71 bzw. UM 71 hergestellt. Ihre Schaltung entspricht der der EM 11 (Bild 133).

Andere Verbundröhren

Außer den Trioden-Hexoden, die wir bereits kennengelernt haben, werden noch Röhren hergestellt, die in einem Kolben mehrere andere Röhrensysteme enthalten. So verwendet man reine Dioden oder Duodioden nur in seltenen, speziellen Fällen, meist werden zwei Diodenstrecken (eine für die Empfangsgleichrichtung, die andere für die Regelspannungserzeugung) mit einem Pentodensystem zusammengebaut, das entweder in der Zwischenfrequenzstufe oder in der Niederfrequenzvorstufe eingesetzt wird. Die bekannteste Röhre dieser Gattung ist wohl die EBF 11 (UBF 11). Weiter gibt es Trioden mit zwei Dioden (EBC 11).

Für Kleinempfänger wurde seinerzeit ein Röhrentyp (VCL 11) geschaffen, in dem ein Trioden- mit einem Tetroden-Endsystem (mit kritischem Elektronenabstand) vereinigt sind. Dieser Typ ist später mit einem leistungsfähigeren Endsystem

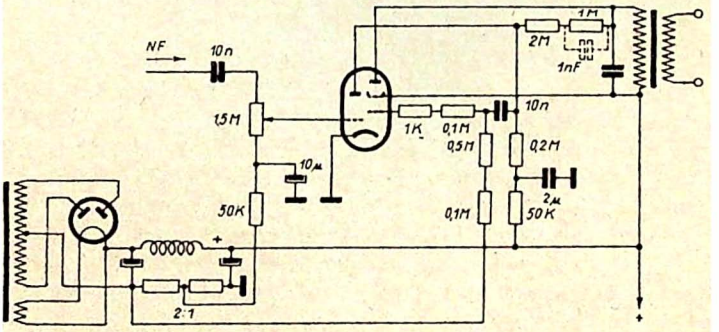


Bild 135

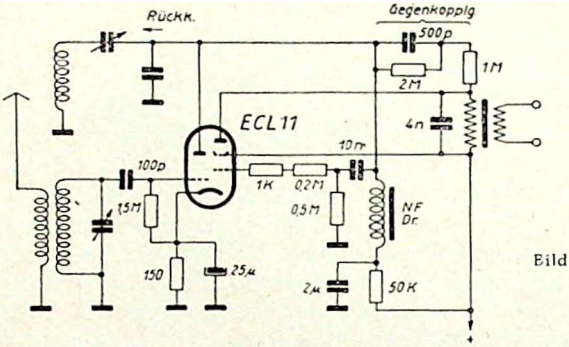


Bild 136

auch in der E= und U=Serie erschienen und ermöglicht die Ein= sparung einer Röhre, also auch eine Verminderung der Kosten eines Gerätes. Die Schaltung der Röhren ECL 11 bzw. UCL 11 als zweistufiger NF=Verstärker ist in Bild 135, die in einem Einkreisempfänger mit Rückkopplungsaudion und Endstufe in Bild 136 und 137 wiedergegeben. Besonders zu beachten ist die besondere Art der Gittervorspannungserzeugung, die not= wendig wurde, um eine Kopplung beider hoch verstärkenden Röhrenteile über einen gemeinsamen Kathodenwiderstand zu unterbinden, weil sonst die Röhre nicht stabil arbeitet. Die Röhre VCL 11 kann in ähnlichen Schaltungen verwendet werden, allerdings gibt sie eine kleinere Sprechleistung ab, während das Endröhrensystem der ECL 11 demjenigen der AL 4, das der UCL 11 demjenigen der CL 4 leistungsmäßig entspricht. Transformatorkopplung wird in Niederfrequenz= stufen heute nicht mehr verwendet, sondern durchweg die billigere und bessere Wiedergabequalität gewährleistende CR=Kopplung. Eine widerstandgekoppelte Triode verstärkt bedeutend weniger als eine Tetrode oder Pentode. Man hat deshalb in den letzten Jahren mehrere Verbundröhren mit zwei Tetrodensystemen herausgebracht, von denen das erste mit kleinem Durchgriff für Widerstandsverstärkung bzw. als

Audion, das zweite als Endsystem für ca. 2 W Sprechleistung entwickelt ist. Diese Typen sind unter den Bezeichnungen VEL 11, EEL 71 bzw. UEL 71 und VEL 71 bekannt geworden.

Telefunken hat im Jahre 1938 die ersten Stahlröhren der E=Serie unter der Bezeichnung „Harmonische Reihe" herausgebracht. Diese Röhren sind in bezug auf ihre elektrischen Eigenschaften, ihre Konstruktion (Verbundröhren) und ihr Aussteuerverhältnis sorgfältig aufeinander abgestimmt, besonders hinsichtlich ihrer Verstärkungs=, Verzerrungs= und Regeleigenschaften. Die Regelröhren erhielten Kennlinien für gleitende Schirmgitterspannung, die Mischröhre wurde vereinheitlicht und verbessert. Eine regelbare Niederfrequenzröhre und eine Verbundröhre (Triode=Tetrode) sowie eine Gegentakt=Doppel=Endtriode vervollständigten die Reihe für jeden Verwendungszweck. Durch einheitliche Heizspannung von 6,3 V und Festlegen des Heizstromes der Anfangsstufenröhren auf 200 mA sind diese Röhren vielseitig verwendbar (für Wechsel- und Allstromempfänger, für Autosuper usw.).

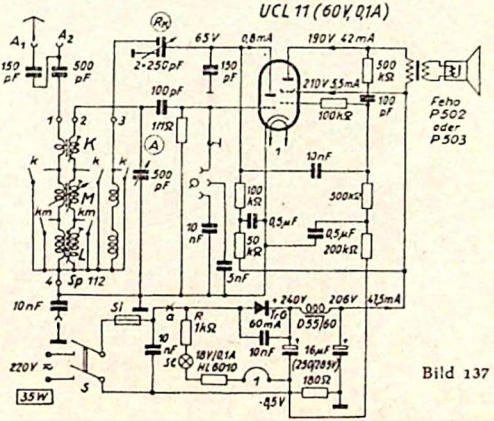


Bild 137

Trioden — Pentoden für NF-Vor- und Endstufen sind bereits seit vielen Jahren bekannt. Die Typen ECL 11, VCL 11 usw. haben viele Jahre lang in den Klein- und Mittelklassengeräten eine dominierende Stellung innegehabt. Im letzten Jahrzehnt aber sind solche Verbundröhren kaum zur Anwendung gekommen. Erst durch die Stereo-Technik, welche einen doppelten Aufwand in der Endstufe bedingt, ist aus Preisgründen die Schaffung einer Verbundröhre wieder interessant geworden. Als Verbundröhre mit einer Triode + Endpentode ist u. a. die Röhre ECL 86 erschienen. Grundsätzlich kann man diese Konstruktion als Nachfolgetype für die Röhre ECL 11 ansehen, wenn man von den abweichenden elektrischen Daten absieht und auch die mechanische Ausführung ausklammert.

Eine andere Verbundröhre ist die Type ELL 80 von Lorenz. Wie schon die Buchstaben LL verraten, handelt es sich hierbei um eine Doppel-Endpentode. Man hat also zwei Lautsprecherröhren in einem Kolben untergebracht. Die Schaffung einer solchen Endröhre hat nicht zuletzt ihre Ursache in der Überlegung gehabt, daß eine Triode für die Vorverstärkung eine längere Lebensdauer hat als eine Endpentode. Befinden sich beide Typen in einem Kolben, wie z. B. bei der Ausführung ECL, so ist das Triodensystem verständlicherweise wertlos geworden, wenn das im gleichen Glaskolben befindliche L-System verbraucht ist.

Die Unterbringung der beiden Pentodensysteme bei der Endröhre ELL 80 in einem Glaskolben in der Novaltechnik begrenzt die Anodenverlustleistung auf 2 x 6 Watt. Bei Eintaktbetrieb erreicht man 3 Watt Sprechleistung bei einem Klirrfaktor von 10 %. Bei Gegentaktbetrieb in AB-Einstellung werden bei 5 % Klirrfaktor 8,5 Watt Nutzleistung erzielt.

Bild 138 zeigt eine Niederfrequenzverstärkerstufe mit der Verbundröhre ECL 86. Dieser Verstärker liefert bei 10 %

Klirrfaktor eine Ausgangsleistung von 3,6 Watt. Zur Verringerung des Klirrfaktors sind zwei getrennte Gegenkopplungswege vorgesehen, und zwar von der Anode der Pentode über einen Widerstand 4,7 MOhm zum Gitter der Pentode; außerdem von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers über ein RC-Netzwerk zu dem am Verstärker-Eingang zwischen Fußpunkt des Lautstärkereglers und Masse liegenden Einkoppel-

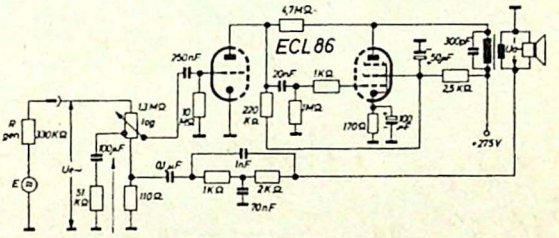


Bild 138

widerstand von 110 Ohm. Dieser zweite Gegenkopplungskanal ist, bedingt durch das RC-Netzwerk, frequenzabhängig. Bei zurückgedrehtem Lautstärkeregler wird eine Absenkung der mittleren Tonfrequenzen erreicht; wir haben hier also in Verbindung mit dem RC-Glied an dem Anzapf an dem Potentiometer eine gehörrichtige Lautstärkeregelung.

Will man mit dieser Verbundröhre eine Zweikanal-Stereo-Endstufe aufbauen, so müßten zur Vereinfachung der Bedienung die Lautstärkeregler und evtl. Klangregler als Tandem-Potentiometer ausgebildet werden.

Heute ist es üblich, daß neue Röhrenserien ähnlich aufeinander abgestimmte Röhren enthalten, z. B. die Novalröhren, die Rimlockröhren und die Picoröhren.

Misch-, Regel- und Anzeigeröhren in der Schaltung

In früheren Abschnitten war bereits von der Anwendungsweise verschiedener Röhrentypen die Rede, nachstehend soll anhand grundsätzlicher Schaltbilder noch kurz auf einige wichtige Punkte hingewiesen werden, die bei der Anwendung von Röhren im Empfänger zu beachten sind. In Bild 139 ist derjenige Teil eines Superhet-Schaltbildes schematisch wiedergegeben, der sich vor der Endstufe findet. Die Vorröhre V ist eine Regelpentode, der vom Punkt H aus die volle, aber verzögerte Regelspannung der Diodenstrecke D_2 zugeführt wird. Die Verzögerung kommt dadurch zustande, daß die Kathode der Duodiode D gegenüber dem Nullpunkt nur einen Spannungsteiler um einen bestimmten Betrag (hier 3,6 Volt angenommen) positiv gemacht wird. Die Schirmgitterspannung der Vorröhre wie der beiden folgenden Röhren wird durch Spannungsteiler weitgehend festgehalten. Auf die Vorröhre folgt die Mischröhre M, hier eine Triode-Hexode. Das Empfangsgitter der Mischröhre erhält nur $^1/_2$ bis $^1/_3$ der verzögerten Regelspannung vom Punkte M, der Dioden-Belastungswiderstand muß hierzu entsprechend unterteilt werden. Die in der Mischröhre erzeugte Zwischenfrequenz wird über ein zweikreisiges Bandfilter einer Zwischenfrequenz-Verstärkerröhre Z, einer Regelpentode, zugeführt, vom Belastungswiderstand der anderen Diodenstrecke (D_1) bei Z eine unverzögerte Regelspannung erhält, wodurch die Forderungen auf Seite 149 erfüllt werden. Der Belastungswiderstand dieser Diodenstrecke liegt direkt an der Kathode, hier wirkt also

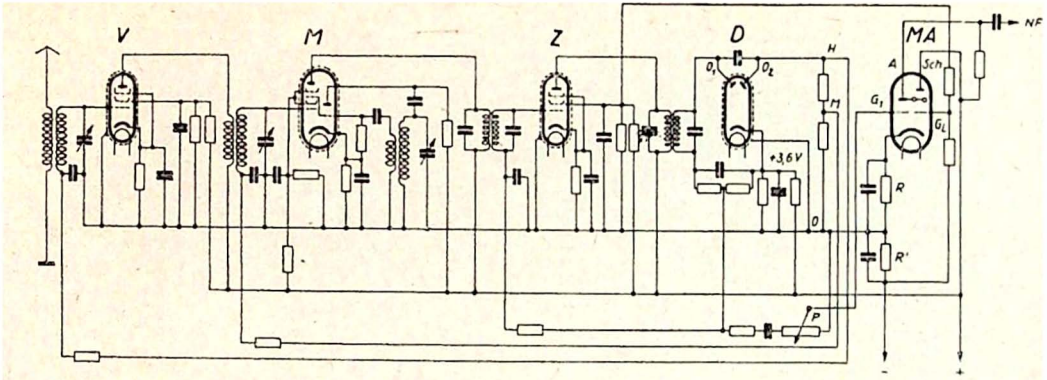


Bild 139

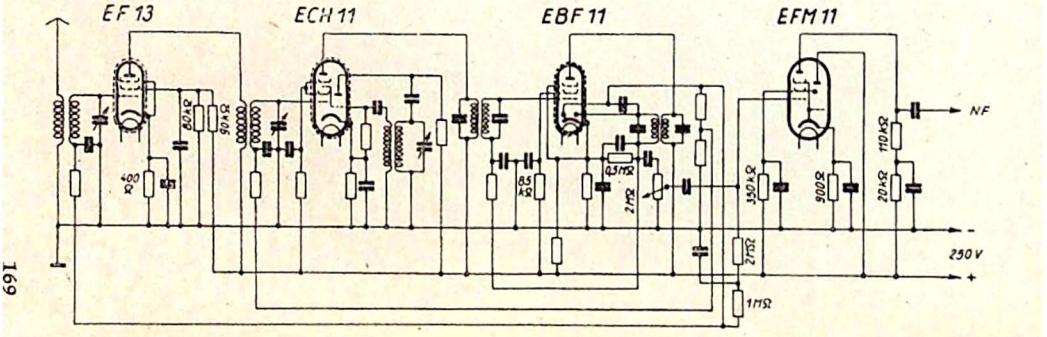


Bild 140

keine Verzögerung und daher kann man hier auch die Niederfrequenzspannung für den nachfolgenden Niederfrequenzteil abnehmen. Das geschieht über eine Hochfrequenzsperre, einen Kondensator und einen Lautstärkeregler (Potentiometer P). Die Niederfrequenz wird im Triodenteil der Anzeigeröhre (magisches Auge MA) verstärkt und vom Anodenwiderstand bei NF an die nachfolgende Endröhre abgegeben. Als Kathodenwiderstand dient dabei R. Für das Anzeigegitter (C_L) der Anzeigeröhre muß nun aber eine besondere Anordnung getroffen werden, weil seine Spannung einerseits stärker negativ als das Gitter G_1 werden muß, andererseits zur vollen Ausnutzung aber auch positive Spannung an G_L möglich sein muß. Ersteres erreicht man, indem man den gesamten Strom des Gerätes noch durch den Widerstand R' fließen läßt und die Gitterabteilung von G an Minus legt, letzteres dadurch, daß man G_L über einen zweiten Widerstand an den Schirmgitter-Spannungsteiler der stark und unverzögert geregelten Zwischenfrequenzröhre an einen Punkt schließt, der im Verlaufe der Herunterregelung dieser Röhre um einige Volt positiver wird, so daß man also den gesamten nutzbaren Breitebereich der Leuchtsektoren durchläuft.

Die zweite Schaltung (Bild 140) veranschaulicht den Einsatz der hauptsächlichsten Stahlröhren, soweit auf ihre Verwendung (Gleichrichter, Duodioden, Trioden, Duodioden-Trioden, Doppeltrioden und Pentoden ohne Regelkennlinie) nicht bereits früher eingegangen wurde. Soweit angängig, sind elektrische Werte in die Schaltung eingetragen worden. Auf eine voll und verzögert geregelte rauscharme Regelpentode mit ziemlich hochohmigem Spannungsteiler, der ein Gleiten der Schirmgitterspannung zwischen etwa 100 und 125 bis 150 Volt ermöglicht, folgt eine Triode-Hexode als Mischröhre (Daten vergl. Bild 124). Die Zwischenfrequenzröhre ist eine EBF 11, die gleichzeitig die beiden Diodenstrecken für Demodulation und Regelspannungserzeugung enthält. Die Kathode wird für die Verzögerung der Schwundregelung

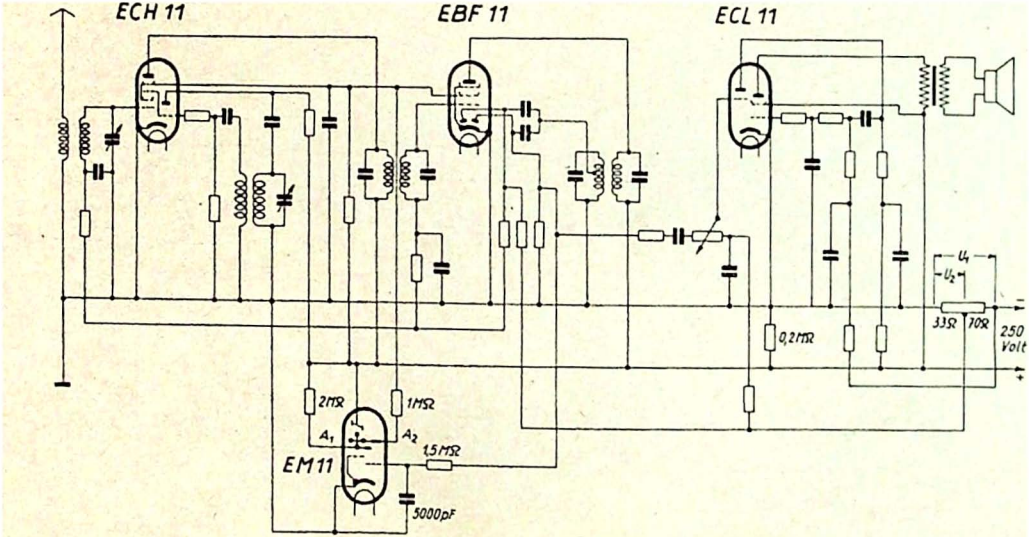

ECH 11
EBF 11
ECL 11
2MΩ
1MΩ
A1
A2
EM11
1,5MΩ
5000pF
0,2MΩ
U1
U2
33Ω
70Ω
250 Volt
-
+

Bild 141

durch einen Spannungsteiler fest eingestellt, die Gittervorspannung wird automatisch geregelt und zwar voll und unverzögert, während die zweite Diodenhälfte eine verzögerte Regelspannung für Vor- und Mischröhre liefert (vgl. hierzu auch Bild 116). Die Niederfrequenz wird in üblicher Weise dem Steuergitter der Anzeigeröhre (mit Glaskolben und Stahlröhrensockel!) EFM 11 zugeleitet und am Anodenkreiswiderstand des Verstärkersystems (bei NF) abgenommen, um der Endröhre zugeführt zu werden. Über den Kathodenwiderstand erhält die Röhre eine feste Gittervorspannung, außerdem wird ihr aber noch die verzögerte Regelspannung zugeführt, wodurch man eine sehr vollkommene Schwundregelung, also weitgehendes Gleichbleiben der von der Endröhre abgegebenen Sprechleistung bei stark schwankender Eingangsspannung des Empfängers bekommt. Die gleitende Schirmgitterspannung (hier wird nur ein Vorwiderstand verwendet) steuert den Leuchteffekt der Röhre. Das Schaltbild eines modernen Supers, der auch mit Röhren der „U"-Serie bestückt werden kann, bringt Bild 140. Die Gittervorspannungen werden hier aus einem gemeinsamen Vorwiderstand in der Minusleitung bezogen, und zwar U_1 für die Endröhre, U_2 für die Vorstufen und die Verzögerung des Regeleinsatzes. Wie eine EM 11 eingeschaltet wird, ist ebenfalls gezeigt.

Die **Abstimmanzeigeröhre EM 84** unterscheidet sich von den bisherigen Anzeigeröhren durch eine grundsätzlich andere Konstruktion. Bei den früheren Ausführungen war die Leuchtmasse auf einen Metallschirm aufgetragen; der Schattenwinkel war durch das Glas hindurch auf dem „Leuchtschirm" sichtbar. Bei der Röhre EM 84 ist die aktive Leuchtmasse direkt auf der Innenseite des Glaskolbens aufgetragen. Prinzipiell arbeitet diese Röhre also etwa wie eine Katodenstrahlröhre. Die Praxis hat gezeigt, daß diese Röhre eine größere Lebensdauer als die Vorgängertypen aufweist; außerdem ist die ausnutzbare Leuchtfläche bedeutend günstiger, Schattenänderungen

sind unmittelbar „ablesbar". Deshalb konnte sich diese Abstimmanzeigeröhre auch sehr schnell überall durchsetzen und wird deshalb heute fast ausschließlich verwendet. Besonders in Geräten, wo eine Überwachung als Aussteuerungskontrolle erforderlich ist, fand diese Röhre eine dominierende Anwendung.

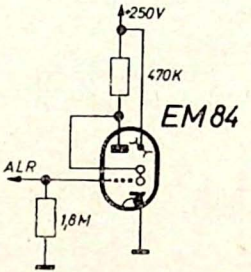


Bild 142

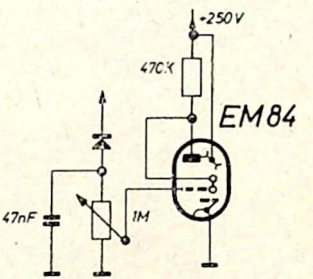


Bild 143

Grundsätzlich kann diese Röhre anstelle früherer Typen Verwendung finden. Die Bilder 142 und 143 zeigen einige ausführliche Schaltungen. Bild 144 zeigt die Bezeichnung der Elektroden.

Abstimmanzeigeröhre EAM 86

Der Aufbau dieser Röhre ist ebenfalls in der Technik der Röhre EM 84 erfolgt, d. h. die Leuchtmasse befindet sich unmittelbar auf dem Glaskolben. Bei der Röhre EM 84 ist die Leuchtmasse in der Längsrichtung zum Röhrenkolben aufgetragen, bei der Röhre EAM 86 dagegen in Form eines Kreisringstreifens quer zur Röhre. Die Schattenbreite wird durch die positive Spannung des Steuersteges gegen die Ka-

tode des Leuchtsystems beeinflußt. Mit wachsendem Wert dieser Spannung nimmt die Schattenbreite ab. Bei einer jeweils bestimmten Spannung berühren sich die zwei leuchtenden Flächenteile; der Schattenstreifen verschwindet. Steigt die Steuerspannung weiter an, so überdecken sich die Leuchtflächen bis zu einer Breite von etwa 2,5 mm. Diese sogenannte „negative Schattenbreite" ist besonders hell leuchtend und kann sehr gut zur Anzeige von Übersteuerungen ausgenutzt werden. Die benötigte Steuersteg-Spannung wird über das Verstärkersystem gewonnen; die Schattenbreite wird also mit Hilfe der Steuergitterspannung des Verstärkersystems beeinflußt.

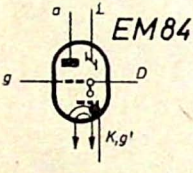


Bild 144

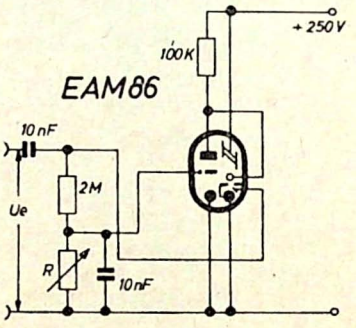


Bild 145

Für die Anzeige von Wechselspannungen kann, insbesondere wenn es sich um die Anzeige von Niederfrequenzspannungen handelt, die eingebaute Diode Verwendung finden. Mit der Diode wird die ankommende Wechselspannung gleichgerichtet. Legt man auf eine trägheitsarme Anzeige wert, so darf der Siebkondensator C_3 keine zu hohe Kapazität haben. Als Normal für die Zeitkonstante ($R \cdot C$) geht man nicht über 40 ms hinaus. Bild 145 zeigt die interessante Schaltung eines Wechselspannungsanzeigegerätes.

Begreiflicherweise kann dieses einfache Meßgerät auch noch für definierte Spannungen Verwendung finden. Man legt in diesem Fall den Festwiderstand R als Einstellwiderstand aus und eicht die Einstellung dieses Widerstandes mit einer entsprechenden Skala in Volt. Die Eichung nimmt man am besten so vor, daß sich die Leuchtbänder gerade berühren, also Schattenbreite gleich Null. Die Ablesbarkeit ist bei dieser Einstellung sehr eindeutig. Bild 147 zeigt die einfache und doch vielseitig anwendbare Schaltung.

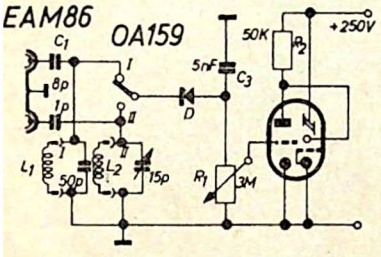


Bild 146

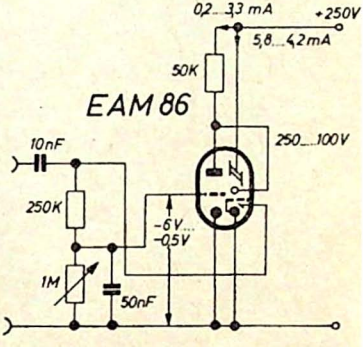


Bild 147

Telefunken schlägt für die Röhre EAM 86 außerdem noch einen interessanten Absorptionsfrequenzmesser vor. Bild 146 zeigt den Vorschlag.

Das Gerät ist mit zwei Resonanzkreisen ausgerüstet; die Spulen sind steckbar. Folglich ergeben sich zwei Eingänge, die mit Koaxialkabel steckbar sind. An Stelle der eingebauten Diode gilt in diesem Falle als Ventil zum Gleichrichten der an den Kreisen auftretenden HF-Spannungen eine Germanium-Diode. (OA 159). Die damit gewonnene Gleichspannung

liegt an einem 3 MOhm=Drehwiderstand, der als Spannungs=teiler benutzt wird. Nach den von Telefunken praktisch er=mittelten Werten kommt man auf eine Anzeige=Empfindlich=keit von rund 100 mV. In diesem Falle wird auf Schatten=breite=Minimum abgestimmt, also auf voll ausgeschriebene Leuchtfläche.

Für die Erstellung der Spulen hier die genauen Daten (nach Telefunken):

Bereich I: Drehkondensator 250 pF

Frequenzbereich MHz	0,14-0 35	0,35-1,0	1,0-2,2	2,2-7,25
Induktivität μH	7000	1100	140	28
Wicklung	Kreuz 10x0,05	Kreuz 10x0,05	Kreuz 10x0,05	Kreuz 10x0,05
	Alle Spulen mit Kern			

Bereich II: Drehkondensator 15 pF

Frequenzbereich MHz	7,25-11,5	11,5-19	19-32,5	32,5-55
Induktivität μH	28	10,5	4,0	1,35
Wicklung	Kreuz 10x0,05	Lage mit Kern 0,2 CuL		

Frequenzbereich MHz	55-95	95-140	140-260
Induktivität μH	0,55	0,25	0,13
Wicklung	Lage 0,5 Cu		

Die Spulen werden durch Verschieben des Kerns abgeglichen. Der Abgleich der Spulen ohne Kern geschieht durch Auseinanderziehen der zuvor dicht gewickelten Spulen. Kerne 4 mm ϕ, Kennfarbe schwarz, Hersteller Vogt & Co. GmbH.

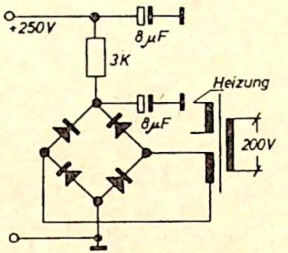


Bild 148

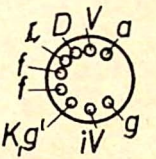


Bild 149

Ein Netzanschlußgerät für dieses wirklich praktische Meßinstrument zeigt Bild 148. Als Netztransformator kann jede Kleinausführung Verwendung finden, jedoch kein Autotransformator!! (Wegen der galvanischen Trennung vom Stromversorgungsnetz). Die Sockelschaltung zeigt Bild 149.

Zweikanalverstärker mit Röhre ELL 80.

Mit nur zwei Röhren ist der in Bild 150 gezeigte Zweikanal-Verstärker aufgebaut. Betriebsspannung 250 V. Der Klirrfaktor dieser Schaltung ist aus Bild 151 ersichtlich. Selbstverständlich kann der Klirrfaktor durch entsprechende Gegenkopplungen noch weiter herabgesetzt werden. Dieses Schaltbild soll jedoch lediglich als Prinzipschaltbild zu verstehen sein, um zu demonstrieren, daß mit relativ geringem Aufwand ein Verstärker in Zweikanal-Ausführung für Stereo-Wiedergabe aufgebaut werden kann. Auch für den Aufbau

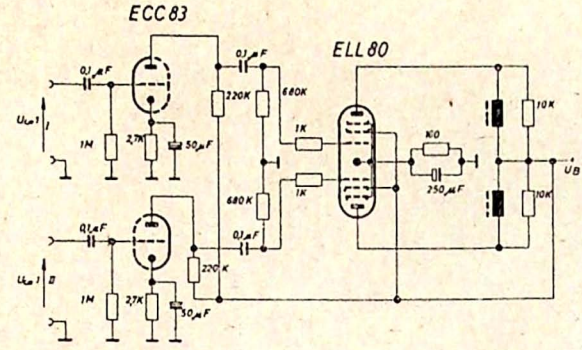


Bild 150

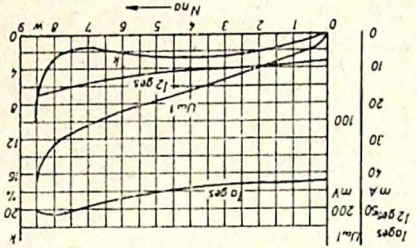


Bild 151

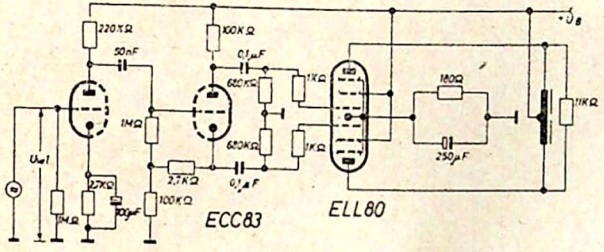


Bild 152

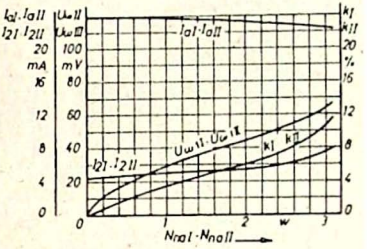


Bild 153

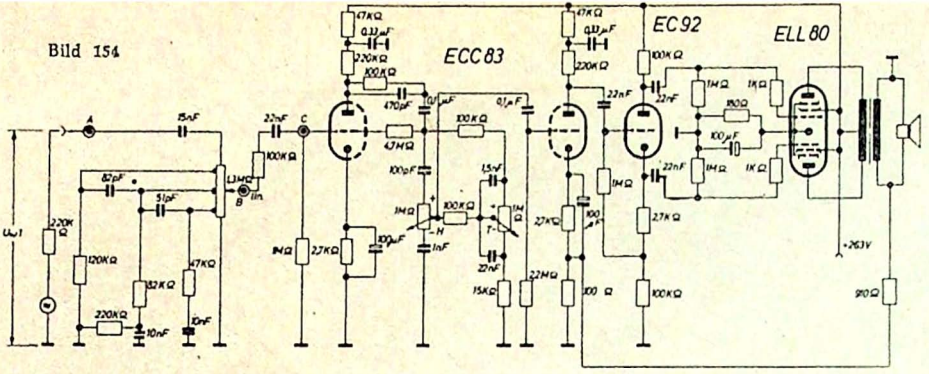
einer Gegentakt=Endstufe mit nur einer Röhre vom Typ ELL 80 soll ein Beispiel in Bild 152 gebracht werden. Das erste Triodensystem der Röhre ECC 83 wirkt als normaler NF=Vorverstärker, das zweite System als Phasenumkehrröhre. Aus dem Diagramm Bild 153 ist der Klirrfaktor usw. zu er=sehen.

Schließlich finden wir in Bild 154 noch einen 3=Röhren=Gegentakt=Endverstärker mit Tiefen= und Höhenreglern, ge=hörrichtige Lautstärkeregelung usw. Die Regelcharakteristik für diese Klangregler sind aus dem Diagramm Bild 155 und Bild 156 ersichtlich.

Die bei Stereobetrieb notwendigen zwei Verstärker erhal=ten natürlich wieder für alle Regler die Tandemausführungen. Dabei liegen im Verstärkereingang die linearen Lautstärke=regler L mit den Anzapfungen zur Beeinflussung des Fre=quenzganges. Die Regler H für die Höhen und für die Tiefen liegen im Anodenkreis der Vorstufen. Als Lautstärkeregler wurde hier entgegen der sonst üblichen Art ein Potentiometer mit linearem Widerstandsverlauf verwendet. Die Potentio=meter haben je drei Anzapfungen, die es gestatten, den Fre=quenzverlauf in seinen Grenzen den Erfordernissen anzupas=sen. Fertigungsmäßig läßt sich ein Potentiometer mit linearem Verlauf bezüglich des Ohmwertes bei den verschiedenen Stel=lungen des Schleifers leichter herstellen, als es bei einem Potentiometer mit logarithmischer Kennlinie der Fall ist. (Von teuren Sonderausführungen selbstverständlich abgesehen).

In der NF=Vorstufe finden wir eine Triode ECC 83 in Kaskade geschaltet. Von der Anode wird über den Wider=stand 4,7 MOhm eine Gegenkopplung zum Gitter 1 geschaf=fen, die zur Linearisierung des Frequenzganges und zur Ver=ringerung des Klirrfaktors beiträgt. Zwischen Ausgang des ersten und Eingang des zweiten Triodensystems liegen die Tonblenden=Regler mit den entsprechenden RC=Gliedern. Zum Einspeisen einer Gegenkopplungsspannung über 910 Ohm

Bild 154



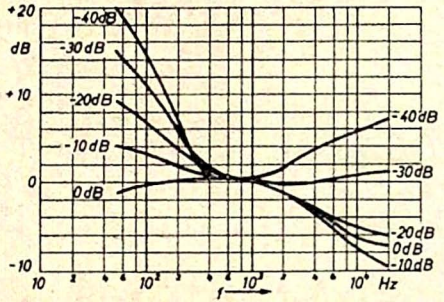


Bild 155

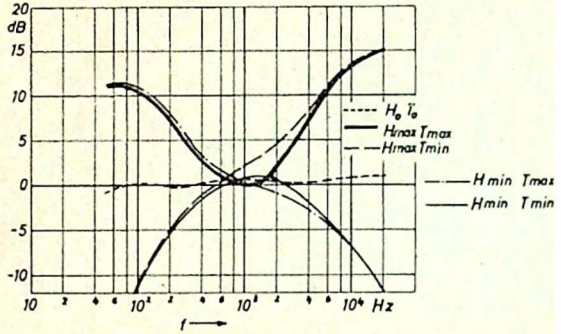


Bild 156

von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers liegt in der Katodenleitung des zweiten Triodensystems noch ein 100 Ohm-Widerstand. Durch die hier getroffene Schaltungsart wird die Stufenverstärkung des zweiten Triodensystems nur unwesentlich herabgesetzt. Die vorhandene Verstärkungsreserve kann für eine Gegenkopplung mit dem Faktor 5 vom Verstärkerausgang voll ausgenutzt werden. Der Gesamtklirrfaktor des Verstärkers kann durch diese Maßnahme wesentlich herabgesetzt werden, wie aus Bild 157 ersichtlich.

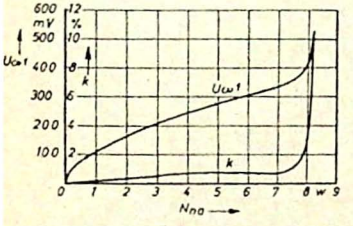


Bild 157

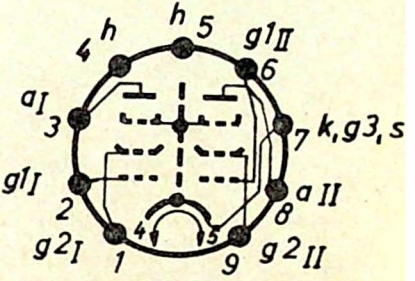


Bild 158

Die Triode EC 92 dient als Phasenumkehrröhre. Verständlicherweise könnte man bei Verwendung einer Doppeltriode (z. B. ECC 83) für den zweiten Stereo-Kanal die Triode einsparen, erreicht dann aber nicht die bei der gewählten Anordnung günstigen Werte bezüglich Übersprechdämpfung.

Die Röhre ELL 80 wird als AB-Verstärker betrieben mit einem Anodenruhestrom von 2 x 21 mA bei einer Anodenspannung von 250 V. Berücksichtigen wir, daß an der Primärspule des Ausgangsübertragers ein Spannungsabfall von 3,5 Volt entsteht und eine Gittervorspannung von 9,5 V benötigt wird, so kommen wir auf eine erforderliche Betriebs-

spannung von 263 V. Hieraus ist zu ersehen, daß auch der Aufwand im Netzteil nicht übertrieben zu werden braucht. Die Sockelschaltung zeigt Bild 158.

Eisenlose Endstufe

Legt man besonderen Wert auf geringe Verzerrungen bei Endverstärkern und trotzdem einfachen Aufbau, so wendet man in den letzten Jahren sehr gerne die sogenannten eisenlosen Endstufen an. Der Name kommt daher, weil der Ausgangsübertrager mit seinem Eisen entfällt. Wie bereits in dem Abschnitt Spanngitterröhren kurz erwähnt, sind Leistungspentoden in der Spanngittertechnik entwickelt worden, die eine hohe Steilheit bei geringem Schirmgitterstrom aufweisen.

Mit zwei Röhren der Type E 130 L läßt sich ein Verstärker aufbauen, der bei einer Sprechleistung von 25 Watt bei einer Frequenz von 1000 Hertz einen Klirrfaktor von nur 0,8 % aufweist. Die Röhre E 130 L hat zwei Spanngitter (Gitter 1 und Gitter 2). Bei Endpentoden war es bisher nicht möglich, hohe Steilheiten bei geringem Schirmgitterstrom zu erreichen.

Der nachstehend näher beschriebene Verstärker (nach Unterlagen von Valvo) ist besonders für Anlagen nach dem 100-V-System ausgelegt; hierbei verbindet man die einzelnen Lautsprecher bei der primären Nennspannung von 100 V sprechendem Übertrager, deren Nennspannung 100 Volt beträgt. Grundsätzlich wählt man die Übertrager so, daß jeder Lautsprecher bei der primären Nennspannung von 100 V seine Nennleistung erreicht und kann dann maximal soviele Lautsprecher anschließen, bis die 100-V-Sammelschiene insgesamt mit 25 Watt belastet ist. Der niedrige Ausgangswiderstand des Verstärkers, bedingt durch die Gegenkopplung, gestattet sogar ein Zu- bzw. Abschalten von Lautsprechern während des Betriebes, ohne daß die Sammelschienenspannung wesentlich schwankt.

Die Endröhren arbeiten im AB=Betrieb; die Gittervorspannung wächst mit der Aussteuerung: Bei geringer Aussteuerung herrscht reiner A=Betrieb, bis die Anodenstrom=Amplitude gleich dem Anodenruhestrom wird. Von nun an treten Richtspannungen am Katoden= und Schirmgitterwiderstand auf, die mit der Amplitude zunehmen und eine Arbeitspunktverschiebung bis zum B=Betrieb bewirken, allerdings nur, wenn die Aussteuerung eine gewisse Zeit andauert, so daß Katoden= und Schirmgitterkondensator sich aufladen können. Der Arbeitspunkt wird dagegen bei kurzzeitigen Aussteuerungsspitzen nicht verschoben. Für sie vergrößert sich also der aussteuerbare Bereich, weil die Gleichspannung der Kondensatoren während sehr kurzer Zeiträume erhalten bleibt. Es ist leicht einzusehen, daß man hierdurch eine gute Übersteuerungssicherheit gegenüber Verzerrungen erhält, wenn die Übersteuerungsspitzen kurzzeitiger Natur sind. Bei Sprache und Musik liegt dieser Fall grundsätzlich vor; die bei solchen Aussteuerungsspitzen erreichbare Ausgangsleistung ist wesentlich größer als die Nennleistung. Die von Valvo angegebenen Werte sind so dimensioniert, daß die Röhren im Ruhezustand nicht überlastet werden und daß bei voller Aussteuerung (bis zum Gitterstromeinsatz) der Arbeitspunkt sich höchstens bis zum Anodenruhestrom für B=Betrieb verschiebt.

Die 10=Ohm=Widerstände in den Anodenleitungen der Endröhren sind nur zum Schutz gegen Selbsterregung kurzwelliger Schwingungen eingeschaltet; desgleichen die 1=kOhm=Schutzwiderstände vor den Steuergittern der Endröhren.

Die Phasenumkehrstufe und die NF=Vorstufe sind mit einer Doppeltriode E 283 CC aus der roten Reihe der Valvo=Farbserie aufgebaut. Betrachtet man nun die Gegenkopplungsschleife im Verhältnis zu anderen Gegenkopplungen mit Ausgangsübertragern (also Entstufen mit Eisen), so wird man ohne Schwierigkeit erkennen können, daß hier keine Selbsterregungen im Gebiet hoher Frequenzen auftreten können.

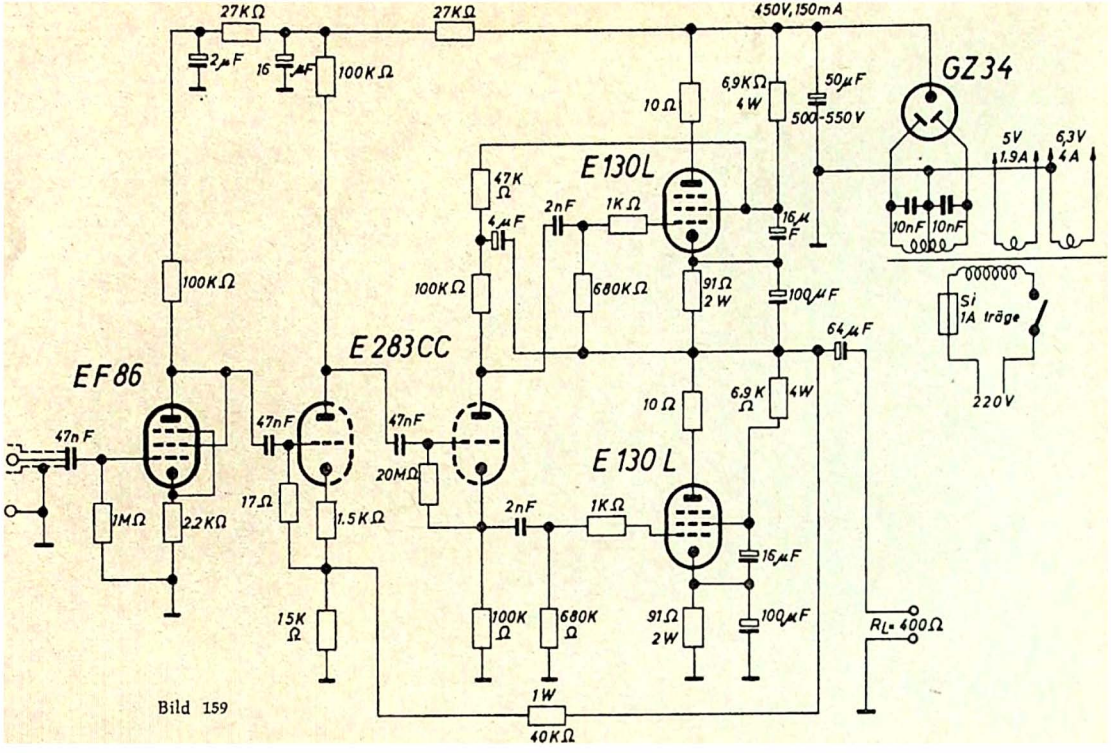

27KΩ
27KΩ
450V, 150mA
2μF
16μF
100KΩ
10Ω
6,9KΩ 4W
50μF 500-550V
GZ34
5V 1,9A
6,3V 4A
E130L
47K Ω
2nF
1KΩ
4μF
16μF
10nF
10nF
100KΩ
680KΩ
91Ω 2W
100μF
Si 1A träge
220V
64μF
E283CC
EF86
10Ω
6,9K Ω
4W
47nF
47nF
47nF
20MΩ
E130L
1MΩ
2,2KΩ
17Ω
1,5KΩ
2nF
1KΩ
16μF
15K Ω
100K Ω
680K Ω
91Ω 2W
100μF
RL= 400Ω
1W
40KΩ

Bild 159

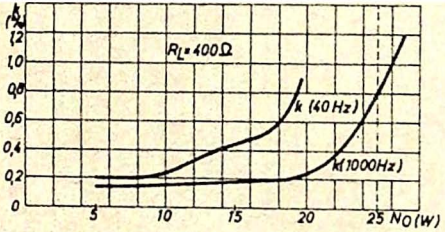


Bild 160

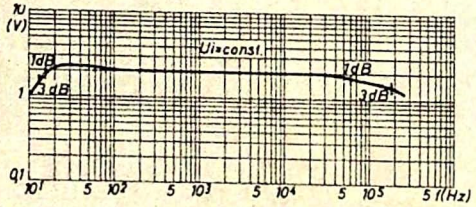


Bild 161

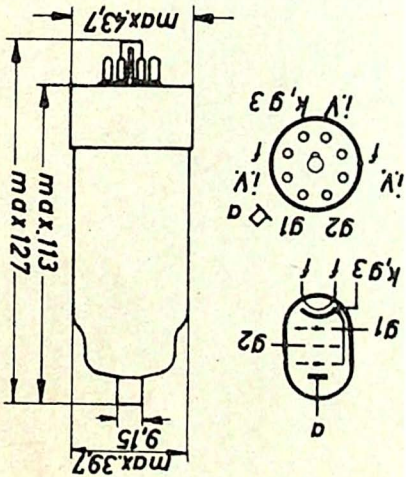


Bild 162

Auch bei tiefen Frequenzen besteht bei der angegebenen Schaltung keine Gefahr der Selbsterregung.

Die Röhre EF 86 ist vorgeschaltet, um auch Niederfrequenzsignale mit geringer Eingangsspannung ausreichend zu verstärken. Die Nennleistung wird bei der angegebenen Schaltung bei einer Spannung von 250 mV am Eingang Gitter 1 der Röhre EF 86 erreicht.

Da der Gegenkopplungskanal hinter der ersten Verstärkerröhre liegt, so können ohne weiteres Klangregelnetzwerke usw. vorgeschaltet werden, ohne daß die wesentlichen Eigenschaften des Verstärkers beeinflußt werden.

Bild 159 zeigt den verhältnismäßig einfachen Aufbau des Verstärkers. Die Klirrfaktorkurven bei einer Frequenz von 40 Hertz und 1000 Hertz sind Bild 160 zu entnehmen.

Der Frequenzgang ist innerhalb des hörbaren Frequenzbereiches praktisch linear. Bild 161 zeigt den Frequenzverlauf des beschriebenen Verstärkers und in Bild 162 ist die Sockelschaltung dieser beachtenswerten Endröhre wiedergegeben.

Spanngitter-Röhren

Durch die Schaffung von steilen Hochfrequenztrioden ist eine besondere Schaltungsart bekanntgeworden: die Cascode-Stufe. Bisher haben wir die Röhren fast ausschließlich in der Kaskade-Schaltung verwendet. Hierbei folgte, wie der Name schon sagt, eine Stufe = Kaskade der anderen.

Man könnte bei der Cascode-Stufe sagen, daß die beiden Röhrensysteme in Reihe geschaltet sind. Bild 163 zeigt eine solche Cascode-Stufe, wie sie heute in jedem Fernsehgerät als Eingangsschaltung Verwendung findet. Bekanntlich hat die erste Verstärkerstufe einen entscheidenden Einfluß auf das Signal-Rauschverhältnis. Man muß also bestrebt sein, bei

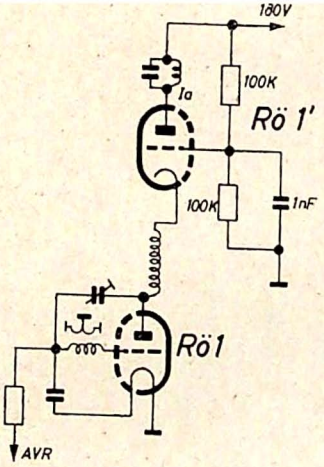


Bild 163

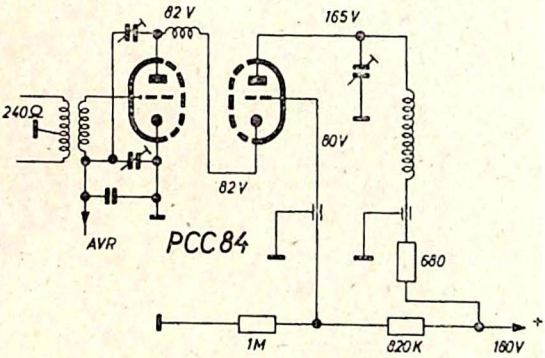


Bild 164

möglichst hoher Verstärkung das geringste Eigenrauschen zu erreichen. Diese Forderung kann mit einer Cascode-Schaltung erfüllt werden.

Betrachten wir uns das Prinzipschaltbild Bild 164 etwas genauer, so erkennen wir, daß die erste Triode als Katodenbasisstufe arbeitet; die Katode ist geerdet. Die zweite Triode arbeitet als Gitterbasisstufe, d. h. also, daß das Gitter geerdet ist. (Für HF mit C) Anode von System I ist mit der Katode des Systems II verbunden. Folglich ist die Anodenspannung der ersten Triode gleichzeitig die Katodenspannung der zweiten Triode. Die erforderliche Gittervorspannung für das Steuergitter des Systems II wird über einen Spannungsteiler gewonnen. Diese Maßnahme ist notwendig, um die maximal zulässige Anodenspannung bei geregelten Cascode-Verstärkern nicht zu überschreiten.

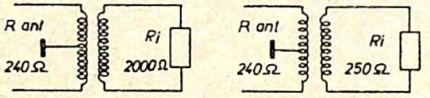


Bild 165

In Bild 165 ist schematisch der Eingangskreis eines Fernsehempfängers gezeigt. Der Anpassungswiderstand der Antenne beträgt 240 Ohm. Würde nun der Innenwiderstand der nachgeschalteten Verstärkerstufe 250 Ohm betragen, so wäre das Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{250}{240}} \sim 1 \; ; \; \ddot{u} = 1 : 1$$

Bei der Röhre PCC 84 entspricht bei einer Frequenz von 200 MHz Ri etwa 2000 Ohm. Setzen wir nun als Ri diesen Wert ein, so kommen wir zu einem

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{2000}{240}} \sim 3 \; ; \; \ddot{u} = 1 : 3$$

Nehmen wir an, daß der von der Röhre selbst gelieferte Rauschanteil in beiden Fällen gleich groß ist, so wird die Verbesserung des Verhältnisses Signal / Rauschspannung wesentlich günstiger.

Der Anoden-Arbeitswiderstand der Röhre 1 wird durch Röhre 1' in der Gitterbasisschaltung gebildet und beträgt etwa $Ra = 1/S$, wobei S die Arbeitsteilheit der Röhre 1' darstellt. Bei gleicher Steilheit beider Röhrensysteme hat die Röhre 1 dann den Verstärkungsfaktor $V = S \cdot Ra = S \cdot 1/S = 1$. Folglich ist die Steuerspannung an der Katode Röhre 1' etwa so groß wie die Gitterspannung an Röhre 1.

Röhre 1' übernimmt also die eigentliche Aufgabe der Verstärkung, während die Röhre 1 durch eine günstige Antennentransformation für ein gutes Signal / Rauschverhältnis sorgt. Für die Röhre 1' ist in der Katode eine große Stromgegenkopplung durch die Röhre 1 vorhanden; folglich ist der Rauschanteil von Röhre 1' sehr gering.

Mit der Cascodeschaltung kann man also bei einer Doppeltriode die guten Rauscheigenschaften der Triode mit der Verstärkung und Stabilität der Pentode kombinieren.

Zunächst wurden die Röhren in der Spanngittertechnik für den kommerziellen Sektor entwickelt. Hier wurden von den Röhren erhöhte Steilheit, hohe Zuverlässigkeit und lange Lebensdauer in Verbindung mit engen Fertigungstoleranzen und eine definierte Stoß- und Vibrationsfestigkeit verlangt.

Die ersten Typen aus dieser neuen Fertigungstechnik waren die Röhren E 180 F, E 88 CC. Verständlicherweise versuchte man sofort, nachdem man die guten Eigenschaften dieser Röhren erkannte, andere Anwendungsgebiete zu erschließen. Besonders in solchen Stufen, wo es auf eine Verminderung des Rauschpegels ankommt und man die Eingangsempfindlichkeit steigern will, boten sich sehr viele Vorteile.

Besonders in den Eingangsstufen für Fernsehempfänger fand die Spanngitterröhre aus diesem Grunde sehr schnell Eingang.

Das kennzeichnende Merkmal der Spanngitterröhren ist ihre robuste Konstruktion: Auf einen kräftigen Rahmen sind sehr dünne Drähte (Durchmesser 10 μm) mit einer solchen mechanischen Vorspannung gewickelt, daß sie auch bei höchsten Betriebstemperaturen noch straff gespannt bleiben.

Die Merkmale der Spanngitterröhren sind:

hohe Steilheit
kleine Streuungen
geringes Rauschen
Mikrofoniesicherheit
hohe Zuverlässigkeit.

Mit der Erhöhung der Steilheit ist eine Verminderung des Rauschens verbunden, so daß sich schwache Signale nach der Verstärkung mit Spanngitterröhren besser aus dem Störpegel herausheben.

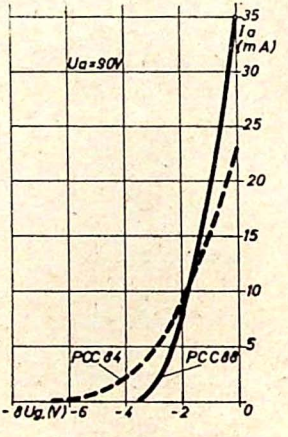


Bild 166

Führt man außer dem Steuergitter auch das Schirmgitter als Spanngitter aus und ordnet man dessen Drähte im „Schatten" der Steuergitterdrähte an, so ergibt sich zusätzlich zu der hohen Steilheit ein sehr niedriger Schirmgitterstrom.

Die Endpentode E 130 L mit einer Steilheit mA/V bei einem Anodenstrom von 100 mA benötigt beispielsweise nur 4 mA Schirmgitterstrom bei einer Anodenspannung von 250 V und einer Schirmgitterspannung von 150 V.

Das Diagramm Bild 166 zeigt sehr anschaulich den steileren Verlauf der Ia/Ug=Kennlinien (Röhre PCC 84 und Röhre PCC 88).

Mit der Beschreibung der grundsätzlichen Arbeitsweise der Röhren soll der erste Teil abgeschlossen werden. In **„Elektronen=Röhren, Teil II"**, lernen wir vor allen Dingen die Röhre in ihrer praktischen Anwendung kennen. Insbesondere werden neben der Schaltung auch praktische Aufbauanleitungen gegeben.

Der Inhalt von Teil II umfaßt die Röhren in ihrer Wirkungsweise als: Niederfrequenzverstärker, Hochfrequenzverstärker, selbstschwingende Mischstufe, selbst= und fremderregter Sender usw. Hierbei sind besonders die Interessen und Belange der Kurzwellenamateure berücksichtigt worden.

Ausklang und Zukunftsaussichten

In den letzten Jahren ist ein Bauelement entwickelt worden, welches die Röhre schon aus sehr vielen Positionen verdrängte:

Der Transistor!

Der Transistor aus der Familie der Halbleiter hat in einem Siegeszug ohnegleichen den Weltmarkt erobert. Es soll nicht verkannt werden, daß für viele Zwecke (vor allen Dingen, wo es auf hohe Leistungen ankommt) die Röhre noch nicht wegzudenken ist. Aber auf dem Gebiete der Halbleitertechnik steht man noch am Anfang. Betrachtet man sich die Entwicklung vom Detektor (also auch ein Halbleiter) über die immer komplizierter werdenden Röhrenaufbauten und entdeckt dann eines Tages wieder, daß der Halbleiter, wie wir ihn heute als Transistor kennen, Eigenschaften hat, die wir der Röhre durch komplizierte Aufbauten erst geben mußten, so fragt man sich, war die Röhre vielleicht ein Umweg? Ich möchte kein Prophet sein, aber es ist wohl mit Sicherheit anzunehmen, daß die Glanzzeit der Röhre vorbei ist. Es ist bis heute noch nicht abzusehen, welche Möglichkeiten die Halbleiter bieten. Allerdings hat dieses noch ein Weilchen Zeit. Vielleicht aber wird man in einigen Jahren mit einem wehmutsvollen Lächeln an unsere heute noch „heiß"=geliebten Röhren zurückdenken. Ein Transistor ist nun einmal kälter, er braucht keine Heizung; Schaltvorgänge jeglicher Art liebt er besonders, kleine Abmessungen, keine lästige Wärmeentwicklung usw. usw. (siehe das neue Lehrmeisterbuch Nr. 2028 „Transistoren").

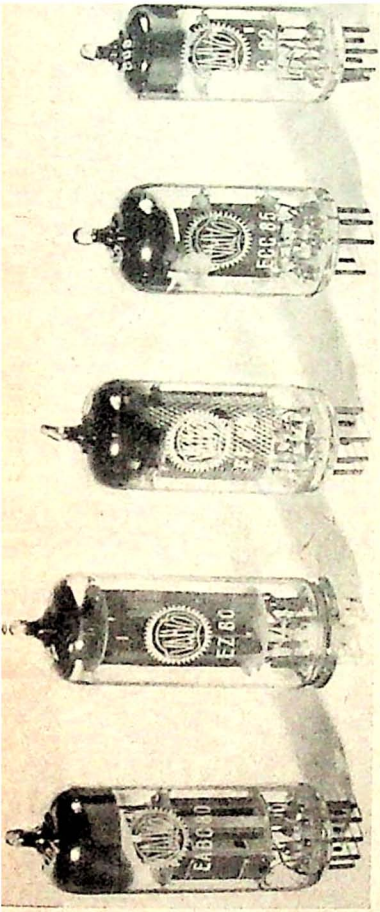


Bild 167: Röhren komplett in Kolben (gestempelt) EABC 80, EZ 80, EF 89, ECC 85, EC 92

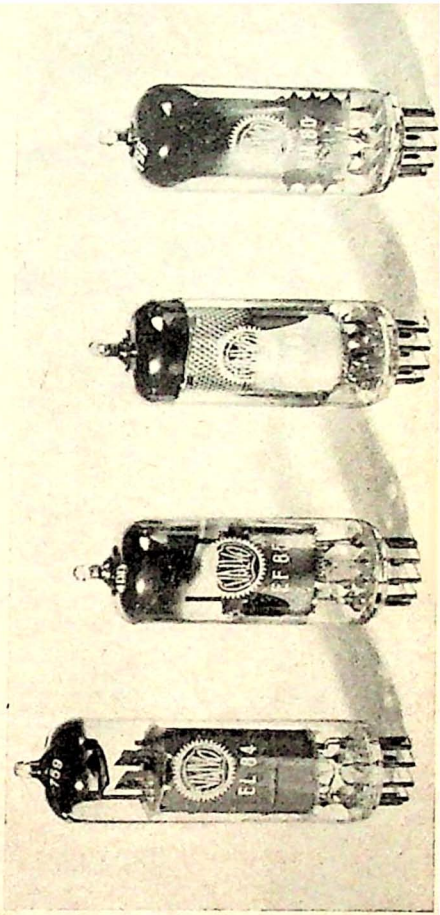


Bild 167b: Röhren komplett in Kolben (gestempelt) EL 84, EL 85, ECH 81, EM 80

Fotos: Valvo GmbH.

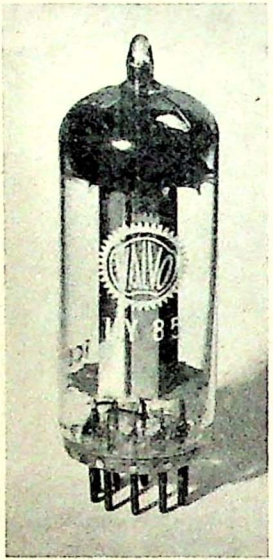


Bild 168: UY 85 komplett mit Kolben (gestempelt)

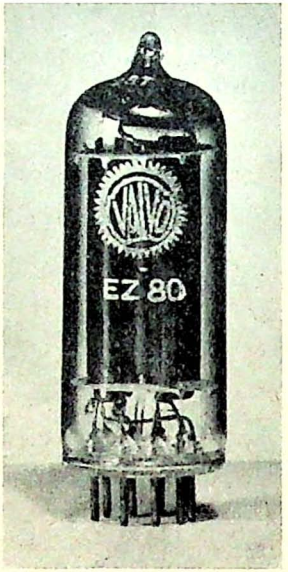


Bild 169: EZ 80 komplett mit Kolben (gestempelt)

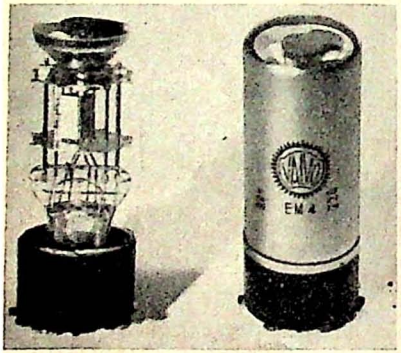


Bild 170: Abstimmanzeigeröhre EM 4, Blick auf das System — Röhre im Kolben (gestempelt)

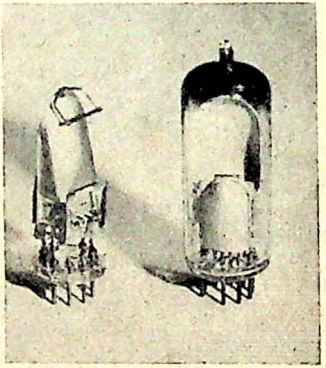


Bild 171: Abstimmanzeigeröhre EM 80, Blick auf das System — Röhre im Kolben, Blick auf den Leuchtschirm

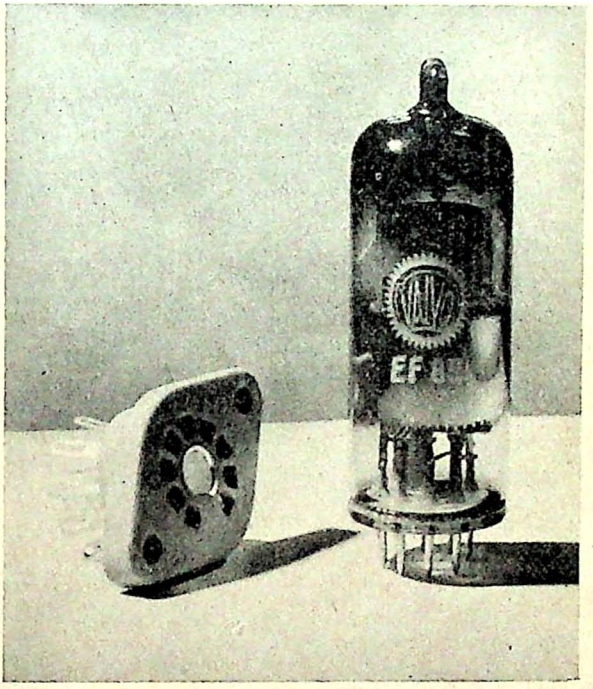


Bild 172: Röhre EF 85 komplett im Kolben (gestempelt mit daneben gezeigter Noval-Fassung

Foto: Valvo GmbH.

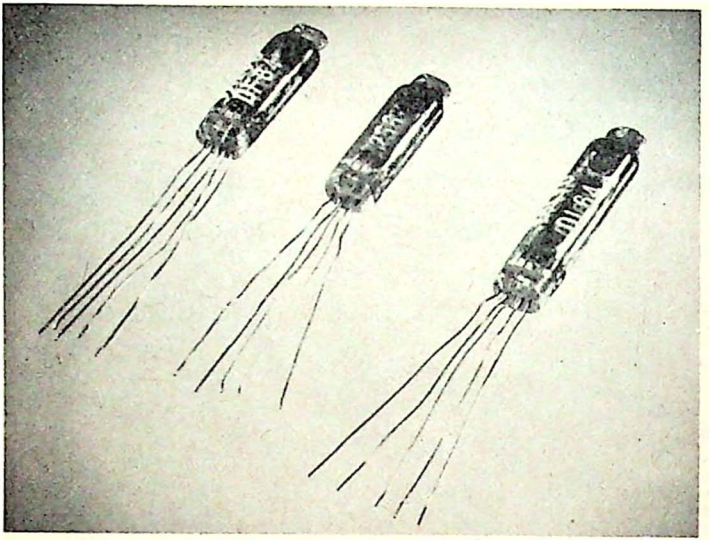


Bild 173: Subminiaturröhren DF 64 (2 x) und DL 64

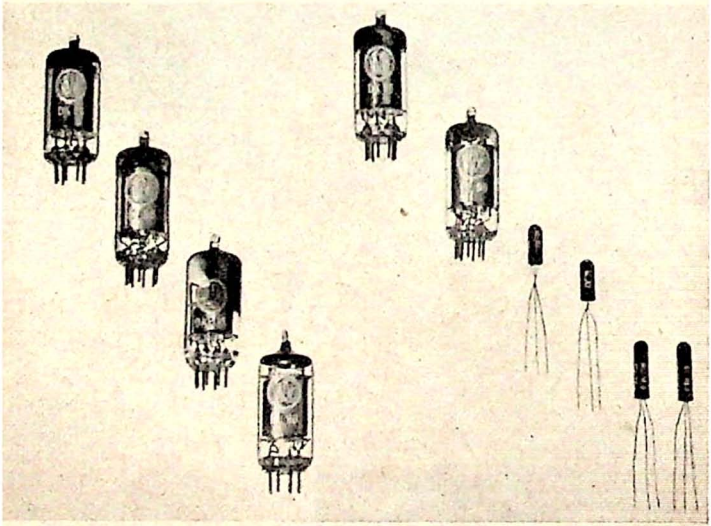


Bild 174: Batterie-Röhren und Transistoren
DK 96, DF 96, DAF 96, DL 96, DK 96, DF 96, 2 OC 71, 2 OC 72
Fotos: Valvo GmbH.

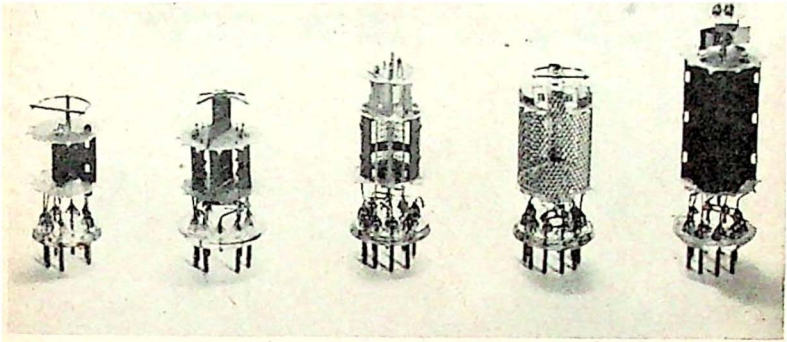


Bild 175: Röhrensysteme: Triode EC 92, Doppeltriode ECC 85, Mischröhre ECH 81, Pentode EF 89, Endpentode EL 84

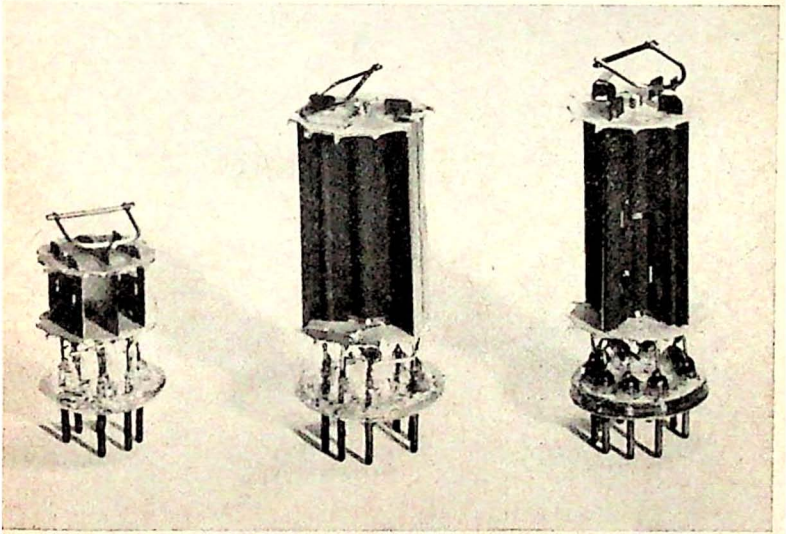


Bild 176: Gleichrichterröhren-Systeme: Doppelzweipol-Röhre EAA 91, Einweg-Gleichrichterröhre UY 85, Zweiweg-Gleichrichterröhre EZ 80

Fotos: Valvo GmbH.

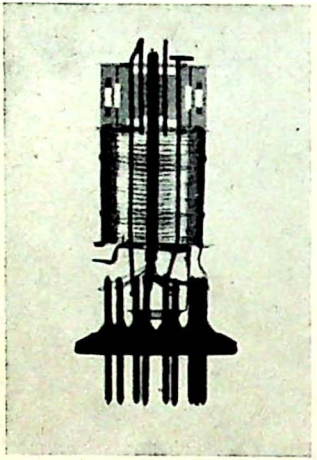


Bild 177: Röntgenaufnahme der ECH 81

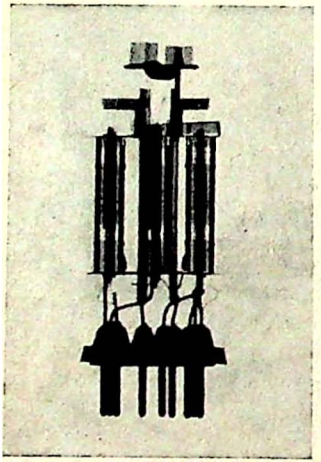


Bild 178: Röntgenaufnahme der EABC 80

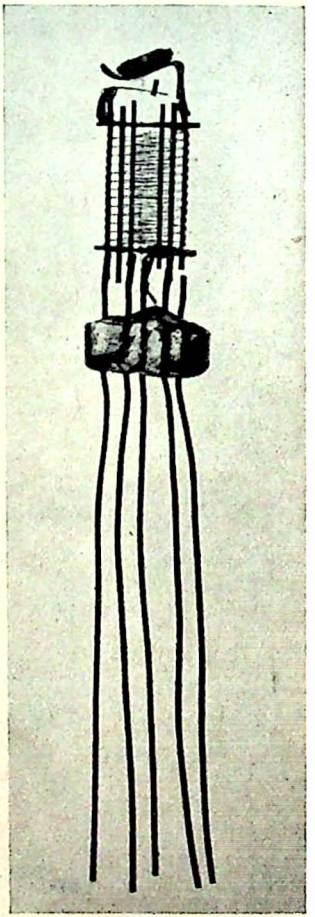


Bild 179: System der Subminiaturröhre DF 64
Fotos: Valvo GmbH.

Nr. 2025 (6)

DIE LEHRMEISTER-BÜCHEREI

bietet mit ihren Titeln
vielfache Anregungen zum Lernen und zur Freizeitgestaltung
in folgenden Sachgebieten:

Aquarium, Zierfische, Terrarium · Astrologie · Basteln · Bauen · Bienen · Blumen · Briefmarken · Einmachen, Getränke und häusliche Ratschläge · Elektro-Technik · Erfolgsbücher · Farbenlehre · Fernsehen · Flugsport · Garten · Geflügel und Kleintiere · Hunde · Karten- u. Gesellschaftsspiele · Kraftfahrzeuge · Radio-Technik · Schach · Schädlingsbekämpfung · Sport · Tiere · Tischbahn · Vögel und Vogelschutz · Vornamen

Ausführliches Gesamtverzeichnis nach dem neuesten Stand
erhalten Sie durch jede Buchhandlung oder den

PHILLER-VERLAG · MINDEN (WESTF) · POSTFACH